

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Кваліфікаційна наукова праця  
на правах рукопису

ЗАЙЧЕНКО ЮРІЙ МИХАЙЛОВИЧ

УДК 621.314.5

ДИСЕРТАЦІЯ  
АДАПТИВНЕ КЕРУВАННЯ  
СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ  
З ВЛАСТИВІСТЮ СЕЛЕКТИВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ГАРМОНІК

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук  
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

\_\_\_\_\_ Ю. М. Зайченко

Науковий керівник Пересада С. М., д.т.н., професор

Київ – 2020

## АНОТАЦІЯ

*Зайченко Ю. М.* Адаптивне керування силовими активними фільтрами з властивістю селективної компенсації гармонік. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи» (141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка). – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія аналізу та синтезу систем керування паралельними силовими активними фільтрами. Отримані результати є вирішенням науково-прикладної проблеми створення нових методів керування силовими активними фільтрами, які демонструють показники компенсації наближені до існуючих комерційних зразків САФ, що наявні на ринку електротехнічного обладнання та забезпечують досягнення вимог нормативно-правових документів, що регламентують якість електричної енергії трифазної мережі.

У першому розділі виконано аналіз існуючих підходів до підвищення якості електричної енергії в мережі. За результатами аналітичного огляду встановлено, що більшість існуючих методів хоч і задовольняють вимогам нормативних документів, що регламентують показники якості електроенергії, проте їх практична реалізація пов'язана зі значними складностями. Зокрема, в існуючих системах для оцінювання гармонічного складу струму мережі, як правило, використовуються методи на основі швидкого перетворення Фур'є або методи на основі теорії миттєвої потужності. Проте використання швидкого перетворення Фур'є вимагає високої обчислювальної здатності системи керування з однієї сторони, а застосування теорії миттєвої потужності значно підвищує вимоги до силової частини активного фільтра. Обґрунтовано, що застосування іншого підходу – селективної компенсації гармонік, дає можливість значно спростити технічну реалізацію активного фільтра і при цьому досягти прийняттого рівня

компенсації спотворень. Разом з тим, селективна компенсація гармонік за допомогою швидкого перетворення Фур'є відзначається низькою швидкодією, і є неможливою при використанні теорії миттєвої потужності.

Оскільки гармонічні спотворення формуються струмами високої частоти, то контури регулювання струмів активного фільтра повинні мати значну швидкодію, яка досягається за рахунок використання регуляторів струму з “великим” підсиленням, що негативно впливає на їх завадостійкість. Встановлено, що значний негативний вплив на процеси керування струмами компенсації здійснюють варіації величини активного опору та індуктивності вихідного дроселя САФ. Питання швидкодії контурів регулювання струму, а також вплив варіацій параметрів вихідного кола активного фільтра недостатньо висвітлені в роботах, присвячених регулюванню струмів на основі інформації від спостерігача вищих гармонік.

Таким чином, актуальною задачею є розробка системи керування силовим активним фільтром, яка повинна забезпечувати селективне виявлення та компенсацію гармонічних складових, мати високу завадозахищеність, не вимагати значних обчислювальних потужностей керуючого пристрою та зберігати рівень компенсації не залежно від зміни параметрів вихідного кола САФ.

У другому розділі представлено два підходи до синтезу спостерігача вищих гармонік струму трифазної мережі. Перший підхід до побудови спостерігача гармонік ґрунтується на основі розділення трифазного сигналу на гармоніки прямої, зворотної та нульової послідовності, що дало змогу селективно виявляти гармоніки будь-якого порядку та на основі отриманої інформації формувати струм компенсації активного фільтра.

Досліджено динамічну поведінку селективного спостерігача та встановлено залежність динамічних властивостей та властивостей селективності від способу налаштування спостерігача. Запропоновано метод налаштування селективного спостерігача гармонік відповідно до якого отримані коефіцієнти нала-

штування, при яких спостерігач забезпечує асимптотичність оцінювання і наявність властивостей селективності при збереженні швидкодії оцінювання, а також простіший при технічній реалізації.

Другий підхід до синтезу спостерігача враховує наявність фазового зсуву сигналу, спричиненого апаратною фільтрацією, яка має місце при технічній реалізації системи керування. Отриманий таким чином спостерігач забезпечує виявлення гармонічних спотворень в заданому діапазоні частот, однак не має властивостей селективності.

У третьому розділі, базуючись на моделі силового активного фільтра, представлено проектування двох алгоритмів регулювання струмів активного фільтра, які дозволяють здійснювати компенсацію гармонічних спотворень та реактивного струму.

Синтез першого алгоритму регулювання струмів ґрунтується на основі розділення процесів виявлення гармонік та регулювання струмів (пряме оцінювання гармонік). В цьому випадку спостерігач гармонік лише оцінює гармонічний склад струму та утворює завдання на компенсацію для контуру регулювання. Розроблено новий нелінійний алгоритм керування струмами паралельного активного фільтра, який гарантує їх асимптотичне відпрацювання та не вимагає «великих» коефіцієнтів підсилення. Методом математичного моделювання показано, що запропоноване рішення забезпечує асимптотичне регулювання струмів фільтру та, в поєднанні з селективним спостерігачем гармонік, дозволяє досягти вибіркової компенсації гармонік струму. Представлений алгоритм керування струмами паралельного активного фільтра є більш простим з точки зору практичної реалізації та забезпечує більш високу завадозахищеність.

Другий алгоритм являє собою адаптивну систему оцінювання гармонік і регулювання струмів компенсації та забезпечує одночасне оцінювання струму навантаження і видачі струму компенсації. Такий підхід є дещо складнішим при практичній реалізації та налаштуванні, порівняно з першим, і не забезпечує наявності властивостей селективності, проте є цілком придатним у випадку, коли потрібно оцінювати та компенсувати гармоніки в заданому діапазоні частот.



Для забезпечення можливості формування струму компенсації, а також уникнення втрати стійкості активного фільтра, необхідно підтримувати напругу ланки постійного струму в заданому діапазоні. Розглянуто питання стабілізації напруги в ланці постійного струму за допомогою незалежного контуру регулювання напруги, що дає можливість уникнути спотворення вихідного струму фільтра, викликаного наявністю високочастотних складових струму компенсації. За рахунок нелінійного перетворення координат, здійсненого при синтезі контуру регулювання напруги, досягнуто стабілізації напруги ланки постійного струму на заданому рівні при значно меншому значенні ємності конденсатора ланки постійного струму активного фільтра.

У четвертому розділі проаналізовано вплив варіацій параметрів вихідного кола активного фільтра на рівень компенсації гармонічних складових. Показано, що неточна інформація про параметри вихідного дроселя активного фільтра, а саме його активного опору та індуктивності, а також зміна величини активного опору, зумовлена тривалою роботою фільтра, можуть призвести до виникнення похибки компенсації гармонік.

На основі контурів регулювання струму, представлених в третьому розділі, розроблено нові алгоритми керування струмами активного фільтра, які дозволяють враховувати варіації активного опору та індуктивності вихідного дроселя активного фільтра. Синтез та аналіз стійкості систем керування здійснено на основі другого методу Ляпунова. Розроблені системи керування активним фільтром відзначаються тим, що не потребують тривалого процесу налаштування, що притаманно промисловим активним фільтрам.

У п'ятому розділі представлено результати розробки лабораторної установки для дослідження промислового зразку активного фільтра, а також прототипу активного фільтра на основі 32-х розрядного цифрового сигнального процесора з плаваючою точкою TMS320F28335. Розроблено програмне забезпечення для контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів, яке в режимі реального часу реалізує синтезовані алгоритми керування активним фільтром.

Результати роботи впроваджено: в навчальний процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», «Енергоефективність електромеханічних систем», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах», а також впроваджено компанією ТОВ «Техносервіспривод» і використовуються в системах підвищення якості електричної енергії.

**Ключові слова:** силовий активний фільтр, якість електроенергії, вищі гармоніки, компенсація реактивної потужності.

### ABSTRACT

Zaichenko Y. M. Adaptive control of the active power filter with selective harmonic compensation properties. - Manuscript. Dissertation for the candidate of technical science degree in specialty 05.09.03 "Electrotechnical Complexes and Systems" (141 - Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics). – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2020.

In the dissertation the theory of analysis and synthesis of shunt active power filters control systems is developed. The obtained results are a solution to the scientific and applied problem of creating a new active power filter control methods, which demonstrate compensation level close to the existing commercial models of SAF, available on the market of electrical equipment and ensure the requirements of regulatory documents governing the three-phase mains electricity quality.

In the first section, the analysis of the existing approaches for improving of the electricity quality in the mains is performed. According to the results of the analytical review, most of the existing methods meet the requirements of regulatory documents regulating the electricity quality, but their practical implementation is connected with

significant difficulties. In particular, existing systems typically use fast Fourier transform methods or instantaneous power theory to estimate the harmonic composition of the mains current. However, the use of fast Fourier transform requires high computing power of the control system, and the implementation of the theory of instantaneous power significantly increases the requirements for the power part of the active filter. The application of another approach - selective compensation of harmonics, makes it possible to significantly simplify the technical implementation of the active filter and at the same time to achieve an acceptable level of distortion compensation. However, the selective compensation of harmonics by fast Fourier transform is characterized by low speed, and is impossible with the use of instantaneous power theory.

Since harmonic distortions are generated by high-frequency currents, the active filter current control loops must have significant performance, which is achieved by using current regulators with “high” gains, which negatively affects on their noise immunity. It is established that a significant negative impact on the control processes of compensation currents is caused by variations of the active resistance and inductance of the SAF output choke. The issues of speed of current control circuits, as well as the influence of variations in the parameters of the output circuit of the active filter are insufficiently covered in the investigations on current regulation based on information from the higher order harmonics observer.

Thus, the relevant task is to develop an active power filter control system, which should provide selective detection and compensation of harmonic components, have high noise immunity, do not require significant computing power of the control device and maintain the level of compensation regardless of variations in the SAF output parameters.

In the second section two approaches to the synthesis of the harmonic observer are presented. Using the first approach, the harmonic observer was built on the basis of dividing the three-phase signal into harmonics of the positive, negative and zero sequences. This observer allows selective detection of harmonics of any order and,

on the basis of the information obtained, to generate the compensation current reference.

The dynamic behavior of the selective observer is investigated and the dependence of the dynamic and selectivity properties on the observer tuning method is determined. The harmonics observer configuration method which allows to provide a high-speed estimation of the three-phase mains harmonic stuff with selectivity of estimation is proposed. The obtained observer tuning coefficients greatly simplify its technical implementation by reducing requirements for the computing performance of the controller.

Using the second approach, the design of the observer was taken into account the presence of phase shift caused by hardware filtering, which occurs in the technical implementation of the control system. The observer designed in this way provides the detection of harmonic distortions in a given frequency range, but has no selectivity properties.

The third section presents two approaches to the design of active power filter current control algorithms, based on the model of power active filter, which allows to compensate for harmonic distortions and reactive current.

The design of the first algorithm is based on a separation of harmonic detection and current regulation processes (direct harmonic estimation). In this case, the harmonic observer only estimates the harmonic composition of the load current and forms a current control reference for the current control loops. A new nonlinear algorithm for the active power filter current control, which guarantees asymptotic current tracking and does not require "high" gains, has been developed. From the simulation results it follows that the proposed solution provides asymptotic control of the filter currents and, in combination with the selective harmonic observer, allows for selective current harmonic compensation. The presented algorithm for the shunt active filter current control is simpler in terms of practical implementation and provides higher noise immunity.

The second algorithm is the adaptive system for harmonics estimating and current control. This approach is more complicated in implementation and tuning than

the first one, and does not provide the availability of selectivity properties, but it is quite suitable in the case when one needs to evaluate and compensate for harmonics in a given range of frequencies.

In order to be able to generate compensation current, as well as to avoid the loss of stability of the active power filter, it is necessary to keep the DC link voltage in the specified range. The issue of voltage stabilization in the DC link by means of an independent voltage control loop, which allows to avoid distortion of the output filter current caused by the presence of high-frequency components of the compensation current, is considered. Due to the nonlinear coordinates transformation made during the design of the voltage control loop, it was possible to achieve a voltage stabilization of the DC link at a given level with a much smaller value of the capacitance of the DC link of the active filter.

In the fourth section, the influence of the active power filter output circle parameters variation on the level of compensation of the harmonic components is analyzed. It is shown that inaccurate information about the parameters of the output choke of the active filter, namely its active resistance and inductance, as well as the change in the value of the active resistance, due to the long operation of the filter, can lead to harmonics compensation error.

Based on the current controllers, presented in the third section, new algorithms for active filter current control, which allow to take into account variations of active resistance and inductance of the output filter of the active filter, have been developed. The synthesis and stability analysis of the control system is based on the second Lyapunov method. The developed active filter control systems are characterized by the fact that they do not require a long adjustment process, which is inherent in the industrial active power filters.

The fifth section presents the results of the laboratory tool development for the study of industrial design of the active power filter, as well as the prototype of the active power filter based on 32-bit floating point digital signal processor TMS320F28335. The developed software for the digital signal processor based

controllers provides real-time implementation of the synthesized algorithms for active power filter control.

The results of the work are implemented: in the electrical power quality improvement systems by the company "Technoserviceprivod", Kyiv, in the educational process at the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" in teaching the disciplines "Robust and adaptive control in electromechanical systems", "Energy efficiency of electromechanical systems", "Digital signal processing in electromechanical systems.

**Keywords: active power filter, electrical power quality, higher order harmonics, reactive power compensation.**

### ***Публікації у фахових виданнях:***

1. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Ю. М. Зайченко, А. Ю. Дученко. Спостерігач гармонічного складу трифазного струму для паралельних активних фільтрів. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2016. № 2. С. 57-62.
2. Пересада С. М, Ю. М. Зайченко. Дискретний спостерігач гармонічного складу струму трифазної мережі. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 1. С. 80-85.
3. Peresada, S. M., Mykhalskyi, V. M., Zaichenko, Y. M., Kovbasa, S. M. (2018). Selective and adaptive harmonics estimation for three-phase shunt active power filters. *Technical Electrodynamics*, 2018(2), pp. 29-38. (Наукометрична база **Scopus**).
4. Peresada, S., Kovbasa, S., Zaichenko, Y., Reshetnyk, V. (2018). Selective compensation of three-phase current harmonics. *Technical Electrodynamics*, 2018(4), pp. 102-105. (Наукометрична база **Scopus**).

### ***Матеріали конференцій:***

5. S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa and Y. Nikonenko, "Three-phase current harmonics estimation for shunt active power filters," *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 272-275. (Наукометрична база **Scopus**).
6. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pushnitsyn and Y. Zaichenko, "Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 462-467. (Наукометрична база **Scopus**).
7. S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa and V. Reshetnik, "Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters," *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2018, pp. 598-604. (Наукометрична база **Scopus**).
8. S. Peresada, Y. Zaichenko, D. Pushnitsyn and V. Reshetnik, "Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters Under Resistance and Inductance

Uncertainty," *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 280-285. (Наукометрична база **Scopus**).

9. S. Peresada, Y. Zaichenko and Y. Nikonenko, "Partially Feedback Linearizing DC-Link Voltage Controller for Three-Phase Shunt Active Power Filters," *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2019, pp. 306-309. (Наукометрична база **Scopus**).

10. Зайченко Ю.М. Динамічні властивості та селективність спостерігачів вищих гармонік струму трифазної мережі. *V Міжнародна науково-практична конференція «Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК» ПРЕАП-2019: збірник матеріалів*, 19 грудня 2019 року, НУБіП України, Київ, 2019, с. 19-21.



## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	16
ВСТУП .....	18
1 ОГЛЯД СИСТЕМ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ .....	24
1.1 Економічні втрати, спричинені спотвореннями якості електричної енергії .....	25
1.2 Структури систем підвищення якості електроенергії .....	26
1.3 Керування силовими активними фільтрами .....	31
1.4 Селективна компенсація гармонік .....	34
Висновки по розділу 1 .....	36
2 ОЦІНЮВАННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ТРИФАЗНИХ СТРУМІВ ..	39
2.1 Математична модель трифазного сигналу .....	39
2.2 Спостерігач гармонік: загальні теоретичні відомості .....	42
2.3 Дослідження динамічних властивостей спостерігачів гармонік .....	48
2.3.1 Методика проведення досліджень .....	49
2.3.2 Природне налаштування спостерігачів .....	51
2.3.3 Дослідження властивостей селективності спостерігачів гармонік .....	56
2.3.4 Визначення коефіцієнту $\delta$ в умовах дії канонічних гармонік .....	60
2.3.5 Чутливість спостерігача гармонік до сусідніх гармонік .....	66
2.3.6 Налаштування спостерігача для заданого розташування полюсів .....	70
2.4 Оцінювання гармонічного складу струму на основі фільтрованих вимірювань .....	75
Висновки по розділу 2 .....	80
3 КЕРУВАННЯ СТРУМАМИ ТА НАПРУГОЮ ЛАНКИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА .....	82
3.1 Математична модель САФ .....	82
3.2 Компенсація вищих гармонік струму трифазної мережі на основі інформації від спостерігача гармонік .....	85
3.2.1 Постановка задачі керування струмами .....	85
3.2.2 Синтез алгоритму відпрацювання струмів .....	88

3.3	Алгоритм відпрацювання струмів з адаптивним оцінюванням вищих гармонік.....	94
3.3.1	Постановка задачі керування струмами.....	94
3.3.2	Синтез адаптивного алгоритму відпрацювання струмів.....	95
3.4	Алгоритм регулювання напруги ланки постійного струму.....	102
3.4.1	Постановка задачі керування напругою ланки постійного струму.....	102
3.4.2	Синтез алгоритму керування напругою ланки постійного струму.....	106
3.5	Визначення параметрів регулятора напруги ланки постійного струму.....	113
	Висновки по розділу 3.....	117
4	КЕРУВАННЯ СТРУМАМИ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА, АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ ОПОРІВ ТА ІНДУКТИВНОСТЕЙ.....	119
4.1	Вплив варіацій параметрів вихідного кола САФ на рівень компенсації гармонік.....	119
4.2	Синтез адаптивного алгоритму відпрацювання струмів в умовах невідомого активного опору.....	124
4.3	Синтез адаптивного до невідомих параметрів вихідного кола алгоритму відпрацювання струмів САФ.....	132
	Висновки по розділу 4.....	138
5	ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ.....	139
5.1	Опис експериментальної установки для тестування алгоритмів керування силовим активним фільтром.....	139
5.2	Загальна методика проведення експериментальних досліджень.....	148
5.3	Результати експериментального тестування.....	149
	Висновки по розділу 5.....	154
	ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	155
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	158
	ДОДАТОК А. Список публікацій за темою дисертації.....	178
	ДОДАТОК Б. Дискретна форма спостерігача гармонік.....	180

ДОДАТОК В. Визначення максимально допустимих коефіцієнтів демпфування спостерігача гармонік в умовах дії канонічних гармонік.....	182
ДОДАТОК Г. Аналіз динамічної поведінки похибки регулювання напруги ланки постійного струму .....	187
ДОДАТОК Д. Програмна реалізація спостерігача гармонік для керуючого контролера .....	189
ДОДАТОК Е. Акти впровадження.....	194
ДОДАТОК Ж. Експертний висновок.....	196

# ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

САФ	– силовий активний фільтр;
ПАФ	– паралельний активний фільтр;
АІН	– автономний інвертор напруги;
АІС	– автономний інвертор струму;
THD	– Total Harmonic Distortion – сумарне гармонічне спотворення.
$(a-b)$	– позначення стаціонарної системи координат;
$(d-q)$	– позначення системи координат, орієнтованої за вектором напруги мережі;
$U_m$	– амплітуда напруги мережі;
$\omega_m$	– кутова швидкість вектора напруги мережі;
$\varepsilon_1$	– кутове положення вектора напруги мережі відносно стаціонарної системи координат $(a-b)$ ;
$i_{La}, i_{Lb}$	– компоненти вектора струму навантаження в системі координат $(a-b)$ ;
$i_{Ld}, i_{Lq}$	– компоненти вектора струму навантаження в системі координат $(d-q)$ ;
$i_{ma}, i_{mb}$	– компоненти вектора струму мережі в системі координат $(a-b)$ ;
$i_{md}, i_{mq}$	– компоненти вектора струму мережі в системі координат $(d-q)$ ;
$i_a, i_b$	– компоненти вектора струму фільтра в системі координат $(a-b)$ ;
$i_d, i_q$	– компоненти вектора струму фільтра в системі координат $(d-q)$ ;
$u_a, u_b$	– компоненти вектора напруги фільтра в системі координат $(a-b)$ ;
$u_d, u_q$	– компоненти вектора напруги фільтра в системі координат $(d-q)$ ;
$n$	– порядок гармоніки трифазної системи;
$h$	– порядок гармоніки, представленої в системі координат $(d-q)$ ;
$x_{dp}, x_{qp}$	– компоненти прямої послідовності вищої гармоніки в системі координат $(d-q)$ ;

$x_{dn}, x_{qn}$	– компоненти зворотної послідовності вищої гармоніки в системі координат $(d - q)$ ;
$x_{d0}$	– активна складова основної гармоніки в системі координат $(d - q)$ ;
$x_{q0}$	– реактивна складова основної гармоніки в системі координат $(d - q)$ ;
$T_s$	– такт квантування цифрової системи керування;
$R$	– активний опір вихідного дроселя фільтра;
$L$	– індуктивність вихідного дроселя фільтра;
$C$	– ємність конденсатора ланки постійного струму фільтра;
$V_{dc}$	– напруга ланки постійного струму фільтра;
$\tau_f$	– стала часу фільтру оцінювання активної та реактивної складової струму навантаження;
$\tau$	– стала часу фільтра адаптивного спостерігача струму навантаження;
$\tau_{dc}$	– стала часу фільтра нелінійного регулятора напруги ланки постійного струму;
$a^*$	– задане значення величини $a$ ;
$\tilde{a} = a - a^*$	– похибка відпрацювання величини $a$ ;
$\hat{a}$	– оцінене значення величини $a$ ;
$\tilde{a} = a - \hat{a}$	– похибка оцінювання величини $a$ ;

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Перетворення параметрів електричної енергії здійснюється за допомогою напівпровідникових перетворювачів, які являють собою нелінійне навантаження для електричної мережі. Типовими прикладами таких навантажень є регульовані електроприводи постійного та змінного струмів, сучасні освітлювальні системи, блоки живлення промислового, побутового та офісного обладнання. Вони споживають з електричної мережі несинусоїдний струм, що призводить до додаткових втрат потужності в мережах, хибного спрацювання захисної та комутаційної апаратури, прискореного старіння електротехнічних приладів та ізоляції, відмови комп'ютерних систем, а також вимагає завищення встановленої потужності обладнання.

Традиційні пасивні фільтри, що застосовуються для компенсації гармонічних спотворень мають ряд недоліків, що обмежують їх застосування в електричних мережах з сучасними напівпровідниковими навантаженнями. Починаючи з 1990-их було розроблено засоби активної фільтрації – силові активні фільтри (САФ), які забезпечують компенсацію гармонічних спотворень і реактивної складової струму мережі. Представлено різноманітні структури САФ та розроблено методи керування ними. Значний внесок у розвиток методів керування силовими активними фільтрами зроблено вітчизняними та закордонними науковцями: І. В. Жежеленком, А. К. Шидловським, В. М. Михальським, Н. Akagi, A. Tilli, J. Arrillaga, B. Singh, E. Lavora та іншими.

Одним із перспективних напрямів керування САФ є використання селективної компенсації гармонік, яка передбачає компенсацію найбільш критичних гармонічних складових струму навантаження. Завдяки цьому суттєво зменшуються вимоги до обчислювальної потужності керуючого контролера і встановленої потужності силової електроніки. Методи керування селективною компенсацією гармонік струмів на сьогодні знаходиться в стадії розвитку, що обумовлено як складністю задачі керування, так і недостатнім розвитком загальної теорії селективного оцінювання гармонічних складових і їх подальшого відпрацювання в умовах параметричної невизначеності вихідного кола САФ.

Саме тому актуальною науковою задачею є розробка нових методів керування силовими активними фільтрами, які забезпечують селективне оцінювання і подальшу компенсацію вищих гармонік струму, мають властивості адаптації до зміни параметрів вихідного кола САФ, а також є простими з точки зору їх практичної реалізації.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Основний зміст роботи складають результати досліджень, які проводились протягом 2014–2018 років, відповідно до наукового напрямку кафедри «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та держбюджетної теми №2841-ф «Методи робастного адаптивного керування електромеханічними системами з підвищеними динамічними та енергетичними показниками» (№ ДР 0115U000381), де автор був співвиконавцем.

**Мета і задачі дослідження.** Метою дисертаційної роботи є підвищення швидкодії та властивостей селективності силових активних фільтрів за рахунок розроблення та впровадження методів адаптивного керування, оцінювання гармонічного складу струму та ідентифікації параметрів силової частини.

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішувались такі основні задачі.

1. Формулювання задачі дослідження і обґрунтування необхідності її вирішення на основі огляду існуючих методів керування силовими активними фільтрами.
2. Розробка методу формування матриці зворотніх зв'язків спостерігача гармонік струму мережі, для забезпечення властивості селективності та підвищеної швидкодії оцінювання.
3. Розробка методу підвищення завадостійкості спостерігачів гармонік, який забезпечує відсутність фазових і амплітудних похибок оцінювання.
4. Розробка методу керування напругою ланки постійного струму САФ для асимптотичного регулювання її усередненого значення.

5. Розробка методу керування струмами активного фільтра, та синтез на його основі алгоритмів, що гарантують одночасне відпрацювання заданих струмів, оцінку вищих гармонік та активного опору і індуктивності вихідного дроселя фільтра.

6. Створення комп'ютерних математичних моделей синтезованих систем керування та дослідження їх властивостей методом математичного моделювання. Розробка програмних засобів для практичної реалізації, експериментальні дослідження динамічних характеристик розроблених систем.

*Об'єктом дослідження* є процеси оцінювання та компенсації гармонічних спотворень струмів в трифазній мережі.

*Предметом дослідження* є методи керування САФ з селективною компенсацією вищих гармонік струму та реактивної потужності.

**Методи дослідження.** В основу досліджень покладено методи сучасної нелінійної теорії керування, такі як: другий метод Ляпунова, лінеаризація зворотним зв'язком, теорія адаптивного керування, а також методи фізичного та математичного моделювання.

**Наукова новизна отриманих результатів.** У дисертації вперше одержано такі нові наукові результати:

1. Розвинуто теорію спостерігачів резонансного типу шляхом розробки нового методу формування матриці зворотних зв'язків спостерігача гармонік струму мережі, який базується на специфікації резонансних властивостей його амплітудно-частотних характеристик відносно номеру оцінюваної гармоніки, в результаті чого полюси спостерігача, на відміну від існуючих методів, мають еквідистентне розташування відносно уявної осі комплексної площини, що забезпечує селективність оцінювання критичних гармонік струму з заданою точністю, а також підвищену (однакову для всіх гармонік) швидкодію оцінювання.

2. Розроблено метод підвищення завадостійкості спостерігачів гармонік за рахунок адаптивного оцінювання фільтрованих сигналів струмів навантаження, що забезпечує, на відміну від існуючих методів, відсутність фазових і амплітудних похибок оцінювання.



3. Вперше розроблено метод керування струмами активного фільтра, на основі якого синтезовано адаптивні алгоритми відпрацювання струмів, що гарантують одночасне відпрацювання заданих струмів, оцінку вищих гармонік, а також активного опору і індуктивності вихідного дроселя, завдяки чому підвищується точність відпрацювання струмів і спрощується структура САФ.

4. Розроблено новий метод керування напругою ланки постійного струму САФ, який, за рахунок синтезу нелінійного динамічного регулятора напруги забезпечує часткову лінеаризацію підсистеми напруги відносно її усереднених значень, завдяки чому вперше забезпечується розв'язка процесів керування струмами і напругою, асимптотичне регулювання усереднених значень напруги ланки постійного струму, а також асимптотичне відпрацювання струмів компенсації.

**Практичне значення отриманих результатів** роботи полягає в розвитку теоретичної бази для розробки і проектування систем керування САФ, а також в розробці технічних та програмних засобів для їх дослідження і практичної реалізації. При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

1. Розроблені в роботі методи адаптивного керування САФ дозволяють значно спростити технічну реалізацію системи керування за рахунок: а) зниження порядку спостерігача і усунення його «слабо» демпфованих полюсів; б) підвищення завадозахищеності підсистем оцінювання і відпрацювання струмів, оскільки не вимагають «великих» значень коефіцієнтів підсилення; в) фізичної обґрунтованості і простоти налаштування.

2. Алгоритми адаптивного керування струмами САФ не вимагають інформації про параметри силового кола САФ і тому можуть використовуватися для реалізації процедур самоналаштування.

3. Створений пакет моделюючих програм, а також розроблене програмне забезпечення для керуючих контролерів дозволяють виконувати повномасштабні дослідження та практичну реалізацію запропонованих алгоритмів керування САФ.

4. Застосування розроблених алгоритмів керування, що є простішими в технічній реалізації, дозволяє досягти значної економії при виробництві САФ. Результати роботи впроваджено: в силових активних фільтрах виробництва ТОВ «Техносервіспривод», м. Київ, та в освітній процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», «Енергоефективність електромеханічних систем», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах».

**Особистий внесок здобувача.** Дисертація є самостійно виконаною науковою роботою, в якій викладено авторський підхід до розробки методів адаптивного керування, оцінювання гармонічного складу струму та ідентифікації параметрів силовій частини активного фільтра. Внесок автора в роботи, опубліковані в співавторстві, конкретизовано в списку публікацій.

**Апробація результатів дисертації.** Основні теоретичні положення, результати і висновки дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на міжнародних конференціях: III Міжнародній науково-технічній конференції «Оптимальне керування електроустановками» ОКЕУ-2015 (м. Вінниця, в 2015 р.) Міжнародній науково-технічній конференції 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017) (м. Київ, в 2017 р.), IV Міжнародній науково-технічній конференції «Оптимальне керування електроустановками» ОКЕУ-2017 (м. Вінниця, в 2017 р.), Міжнародній науково-технічній конференції 2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES-2017) (м. Кременчук, в 2017 р.), Міжнародній науково-технічній конференції IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2018) (м. Київ, в 2018 р.), Міжнародній науково-технічній конференції Проблеми сучасної електротехніки (ПСЕ-2018) (м. Київ, в 2018 р.), Міжнародній науково-технічній конференції 2019 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES-2019) (м. Кременчук, в 2019 р.), V Міжнародній науково-практичній конференції

«Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК» ПРЕАП-2019.

**Публікації.** Основний зміст дисертаційної роботи відображено в 10 наукових публікаціях, у тому числі у 4 статтях у наукових фахових виданнях України (з них 1 – у виданні, яке включено до міжнародної наукометричної бази SCOPUS) та у 6 тезах доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях (з них 5 – в працях конференцій IEEE, які індексуються в базі SCOPUS).

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається із змісту, переліку умовних скорочень, вступу, 5 розділів, висновків, списку використаної літератури із 150 найменувань та 7 додатків. Загальний обсяг роботи становить 196 сторінок, у тому числі 120 сторінок основного тексту, 48 рисунків та 8 таблиць.

## 1 ОГЛЯД СИСТЕМ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Перетворення параметрів електричної енергії за допомогою тиристорів, транзисторів чи інших напівпровідникових елементів давно застосовується для живлення електричною енергією такого навантаження, як регульовані електроприводи, індукційні печі, блоки живлення комп'ютерів, а також у системах генерації електроенергії з використанням відновлювальних джерел. Дані пристрої поводять себе як нелінійне навантаження, а тому призводять до виникнення вищих гармонік струму та реактивної потужності в мережі, з якої це живлення надходить. В трифазних системах вони також можуть спричинити розбаланс, несиметрію і зумовити перевищення струму в нейтралі. Інжекція гармонік, перевантаження реактивною потужністю, розбаланс та перевищення струмів нейтралі призводять до низького коефіцієнту корисної дії електричної мережі. Окрім того, ці явища спричиняють завади для інших споживачів та комунікаційних мереж. Негативний вплив вищих гармонік на споживачів електроенергії детально описано вітчизняними [1]–[6] та закордонними [7]–[13] науковцями.

Зростання рівня гармонічного забруднення в електричних мережах, у зв'язку з активним використанням напівпровідникових пристроїв у промисловості, господарстві та побуті, привернуло увагу інженерів в області силовій електроніки та енергетики і призвело до необхідності пошуку ефективніших рішень проблеми підвищення якості електроенергії, які будуть задовольняти вимоги до якості електроенергії, що відображені в нормативних документах [14], [15].

У зв'язку зі збільшенням забруднення гармоніками енергосистем та із зростанням вимог стандартів, що регламентують якість електроенергії, прогнозується, що попит на САФ буде зростати, що зумовлює актуальність дослідження систем підвищення якості електричної енергії з використанням силових активних фільтрів.

## **1.1 Економічні втрати, спричинені спотвореннями якості електричної енергії**

Серед негативних ефектів, що спричиняють вищі гармоніки в електричних мережах, є:

- перегрівання кабелів,
- пульсації моменту електричних двигунів,
- хибне спрацювання захисної та комутаційної апаратури,
- завади в телекомунікаційних мережах,
- передчасний знос електротехнічного обладнання,
- перевантаження електричних мереж,
- перевантаження нульових провідників гармоніками, з порядком кратним трьом,
- перевантаження і старіння генераторів, трансформаторів та електричних двигунів.

Аналіз економічних втрат, спричинений погіршенням якості електричної енергії, представлено в [16]–[18].

В роботі [16] показано, що передчасне старіння обладнання призводить до необхідності його ранішої, і, як наслідок, частішої заміни, або завищення параметрів обладнання на етапі проектування. Спотворення струму спричиняють хибні спрацювання та зупинку ліній виробництва, внаслідок чого має місце виникнення збитків підприємства через простої виробництва. В [9], [16] наводяться приклади, коли порядок збитків внаслідок зупинки виробничих ліній оцінюються в розмірах від 10000 \$ за годину простою.

В [17], [18] представлено види спотворень якості електричної енергії, які притаманні певним галузям економіки – промисловості, сільському господарству.

В [19] представлено аналіз впливу вищих гармонік струму, на прикладі офісної будівлі. Відповідно до проведених розрахунків, гармонічні спотворення, наявні в мережі живлення офісної будівлі, в якій розташовано 250 робочих місць, призводять до втрат, що становлять приблизно 2000 \$ в рік.

## **1.2 Структури систем підвищення якості електроенергії**

Проблема наявності вищих гармонік в електричних мережах є давно відомою і для її вирішення вживається ряд заходів, які передбачають корекцію параметрів електричної мережі за допомогою:

- пасивної фільтрації;
- активної фільтрації.

Пасивна фільтрація здійснюється на апаратному рівні за допомогою таких конструктивних рішень, як використання 12-пульсних та 24-пульсних діодних випрямлячів для зниження амплітуд вищих гармонік, дроселів з великою індуктивністю, спеціальних трансформаторів, конденсаторних батарей, пасивних фільтрів [8], [20]–[22].

Заходи, що передбачають пасивну фільтрацію, реалізуються на етапі проектування систем електропостачання і відзначаються високою вартістю, а також наявністю таких недоліків, як компенсація спотворень відбувається лише на фіксованих частотах, низькі масо-габаритні показники і загроза виникнення резонансу в мережі, що може призвести до значних негативних наслідків.

Наявні недоліки, що притаманні пасивним фільтрам призвели до того, що виникла необхідність здійснювати активну фільтрацію за допомогою електронного керованого пристрою, що дістав назву «силовий активний фільтр» (САФ). Вперше структуру САФ було запропоновано в 1971 році [23] і з того часу було досліджено велику кількість конфігурацій та методів керування САФ. Перші конфігурації САФ мали концептуальний характер та складалися з компонентів, що мали низькі масо-габаритні показники. Це спричиняло їх високу вартість, тому

призвело до того, що технології САФ тривалий час не реалізовувалися та не впроваджувалися. Пізніше, в 1980-х роках, необхідна встановлювана потужність САФ була зменшена шляхом введення додаткової пасивної фільтрації без погіршення загальних фільтруючих характеристик [24], [25]. Такий підхід дав прискорення практичній реалізації проектів САФ, і в таких країнах, як Японія і США, були розроблені САФ, придатні для використання в установках потужністю до 1000 кВА [26].

Сучасний розвиток напівпровідникової техніки дає можливість реалізувати САФ бажаної конфігурації та з реалізацією потрібних функцій за прийнятною ціною.

Силовий активний фільтр [26]–[40] проектується залежно від мережі, в якій він буде працювати, способу включення в мережу та задач, які він повинен вирішувати.

Для побудови САФ використовуються два типи перетворювачів – на базі автономного інвертора струму або автономного інвертора напруги. На рис.1.1 представлено САФ, побудований на базі автономного інвертора струму (AIC) [41], [42] з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Він працює як джерело несинусоїдного струму для компенсації спотворень спричинених роботою нелінійного навантаження.

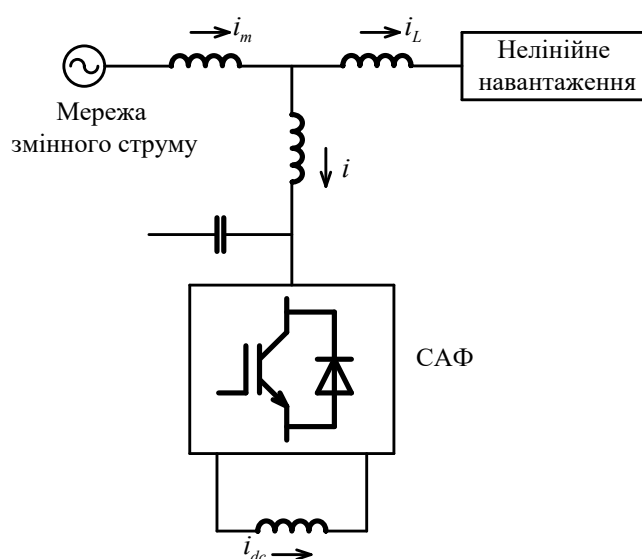


Рисунок 1.1 – САФ на базі АІС

Інший перетворювач, що застосовується при побудові САФ – це автономний інвертор напруги (АІН) з ланкою постійного струму та ШІМ, структуру якого показано на рис. 1.2 [28], [34], [43], [44]. Такий перетворювач набув більшої розповсюдженості, оскільки є легшим, дешевшим, та може бути розширеним до багатоступеневої модифікації [45] для покращення характеристик з меншою частотою комутації [46].

За можливим способом підключення САФ поділяються на послідовні та паралельні фільтри, а також формувачі якості енергії, які являють собою послідовний та паралельний активні фільтри зі спільною ланкою постійного струму. САФ, у яких суміщено пасивний та паралельний фільтри, називають гібридними фільтрами. На рис. 1.2 представлено паралельний САФ [40], [47]–[61], що найчастіше використовується для видалення гармонік струму та компенсації реактивної потужності. Як правило, він встановлюється якомога ближче до кінцевих споживачів, що генерують несинусоїдний струм. САФ інjektує еквівалентний струм компенсації у протифазі для подавлення гармонік або компонент струму нелінійних навантажень в точці загального приєднання. Він також може використовуватися як статичний ВАР-компенсатор для стабілізації та покращення форми кривої напруги.

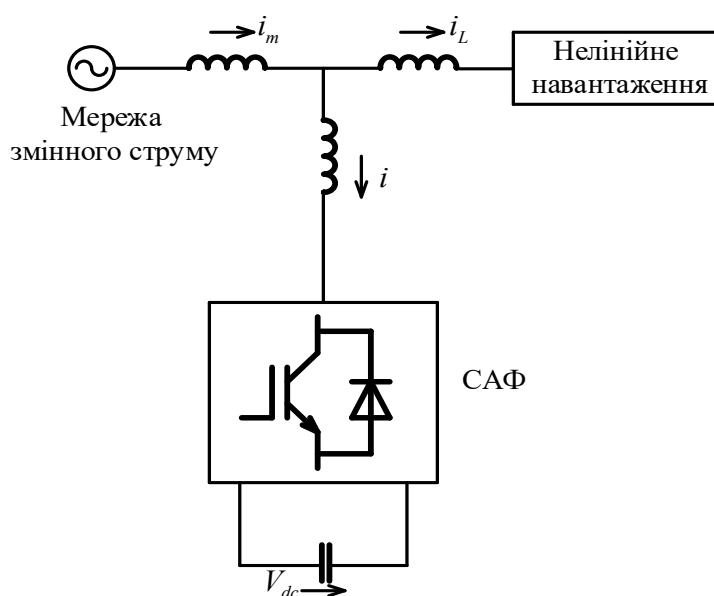


Рисунок 1.2 – САФ на базі АІН



На рис. 1.3 представлено схему послідовного САФ [48], [49], [53]. Він підключений послідовно з навантаженням за допомогою узгоджуючого трансформатора і призначений для видалення гармонік напруги та збалансування і регулювання лінійної напруги навантаження. Використовується для компенсації гармонік напруги або подавлення поширення гармонік спричинених резонансом між імпедансом лінії та пасивним паралельним компенсатором.

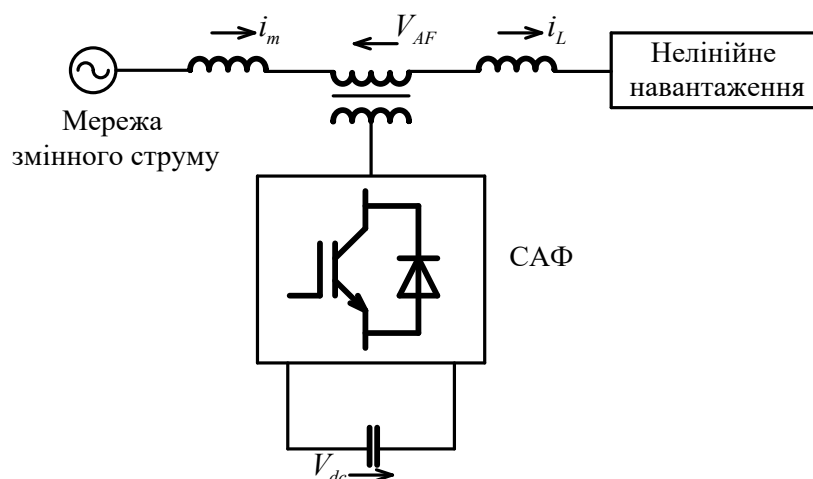


Рисунок 1.3 – Послідовний САФ

На рис.1.4 зображено формувач якості електроенергії [26], [62], [63] (також відомий як універсальний САФ або кондиціонер потужності), який є комбінацією паралельного та послідовного САФ. Накопичувальний елемент в ланці постійного струму (дросель або конденсатор) з'єднаний з двома АІН або АІС, що працюють як послідовний і паралельний активний компенсатор. Такий фільтр реалізовується в однофазній і трифазній конфігурації та вважається ідеальним САФ, який видаляє гармоніки струму та напруги і здатний забезпечувати споживачів електроенергією із заданими параметрами, а також може збалансовувати і регулювати вихідну напругу. Головним недоліком такого САФ є висока вартість і складність керування через велику кількість задіяних компонентів.

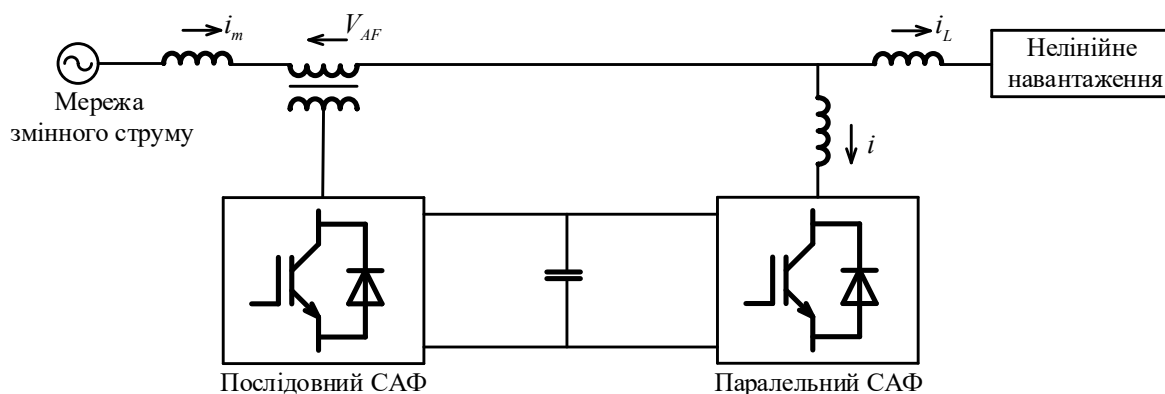


Рисунок 1.4 – Формувач якості електроенергії

На рис.1.5 зображено гібридний фільтр, що є комбінацією послідовного САФ та пасивного паралельного фільтру [35], [40], [64]–[74]. Він знайшов широке розповсюдження через те, що силові ключі, що використовуються в активній частині, можуть бути зменшені за потужністю, розміром та вартістю, а основна частина гібридного фільтру складається з пасивного паралельного LC фільтру, що використовується для видалення гармонік низького порядку, які, як правило, мають найбільшу амплітуду. Таким чином гібридний САФ здатний зменшувати рівень гармонік напруги та струму і при цьому ціна його є прийнятною.

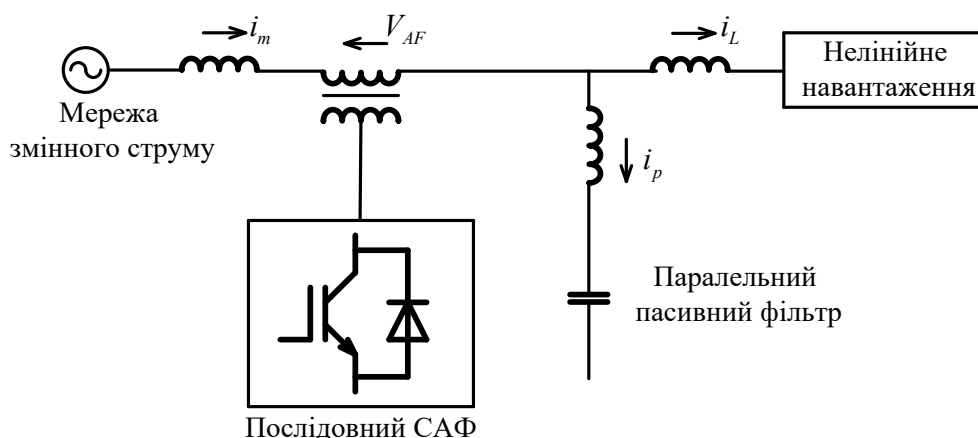


Рисунок 1.5 – Гібридний АФ як комбінація активного та пасивного фільтру

### 1.3 Керування силовими активними фільтрами

Функціонування сучасного типового паралельного активного фільтра, схема якого представлена на рис. 1.6, реалізовується за допомогою цифрових засобів – мікроконтролерів, FPGA, цифрових сигнальних процесорів та включає в себе три основні задачі [27].

На рис. 1.6 позначено  $u_{mA}, u_{mB}, u_{mC}$  – напруги мережі,  $i_{mA}, i_{mB}, i_{mC}$ ,  $i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}$ ,  $i_A, i_B, i_C$  – струми мережі, навантаження та фільтра відповідно,  $Q_1 - Q_6$  силові IGBT, що утворюють автономний інвертор напруги,  $C$  – конденсатор ланки постійного струму,  $V_{dc}$  – напруга ланки постійного струму  $L$  – вихідні дроселі САФ.

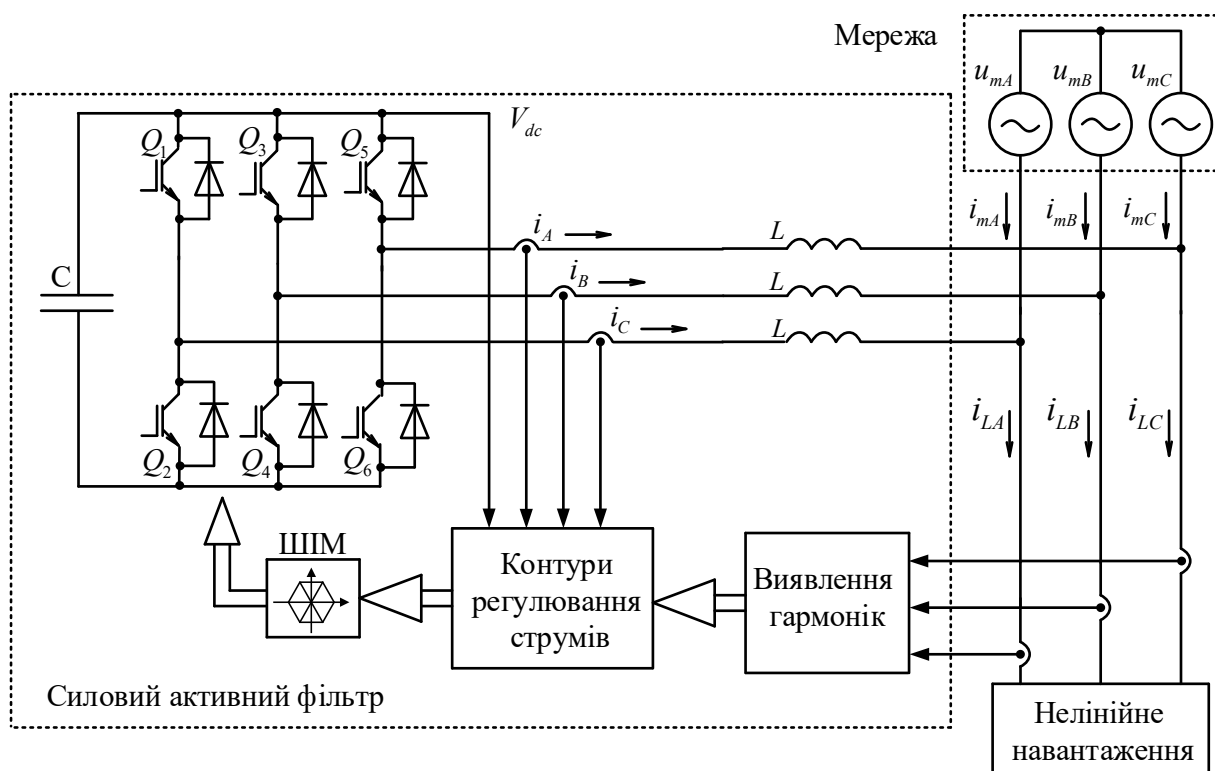


Рисунок 1.6 – Схема сучасного САФ

Перша задача полягає у вимірюванні струму мережі чи навантаження, напруги мережі та струмів фільтра. Вимірювання, як правило, здійснюються за допомогою сучасних датчиків на ефекті Хола, вимірювальними трансфор-

маторами напруги і струму або ізольованими підсилювачами. На основі виміряних струмів та напруг, за допомогою певного алгоритму, розраховуються струми та напруги компенсації, що має генерувати САФ. Окрім основного призначення – участі у формуванні струмів та напруг компенсації, ці сигнали також потрібні для розрахунку та фіксації інших параметрів електричної мережі – сумарне гармонічне спотворення (THD), коефіцієнт потужності і т.д. Окрім того, необхідно обов'язково проводити вимірювання напруги в ланці постійного струму САФ для забезпечення можливості генерації в мережу струмів та напруг компенсації.

Друга задача полягає в розрахунку струму або напруги компенсації, залежно від алгоритму керування та конфігурації САФ. За допомогою алгоритмів виявлення вищих гармонік, які базуються на частотних методах або методах корекції в реальному часі, формується сигнал завдання на компенсацію. Відповідно до рис. 1.6, отримані сигнали завдання надходять до контурів регулювання струмів, за допомогою яких утворюються струми компенсації.

Алгоритми керування САФ з використанням частотних методів [75], [76] базуються на аналізі Фур'є сигналів спотворених напруг та струмів для визначення сигналів компенсації. За допомогою перетворення Фур'є визначається гармонічний склад спотвореного сигналу і формуються сигнали компенсації. Проте реалізація перетворення Фур'є в реальному часі вимагає значних обчислювальних потужностей, що може призвести до виникнення великого часу реакції.

Алгоритми керування САФ на основі методів корекції в реальному часі [77]–[85] формують сигнали завдання компенсації у формі струмів або напруг на основі аналізу спотворених сигналів струмів та напруг за допомогою застосування теорії миттєвої "р<sub>q</sub>" потужності, методу синхронно обертової системи координат ( $d-q$ ) (в літературі зустрічаються різні назви цього методу – synchronous rotating frame (SRF), dq метод та ін.) [13], [86]. Також відомими

рішеннями є застосування алгоритмів оцінювання на основі віртуального потоку (virtual flux control) [87], за допомогою фазі-логіки [88], нейронних мереж [89].

Теорія миттєвої активної та реактивної потужності ("pq") [11], [59], [60], [90]–[94] вперше представлено в 1983 році Х. Акагі [95] і було визнано у світі як потужний засіб для аналізу процесів в електричних мережах. Запропонована "pq" теорія визначає сукупність миттєвих потужностей трипровідних та чотирипровідних мереж у часі. Основою "pq" теорії є перетворення Кларк, яке дозволяє перейти від трифазної системи координат до ортогональної нерухомої системи координат ( $a$ - $b$ ), де проводиться розрахунок складових миттєвої потужності та їхніх постійних і осцилюючих компонент. Подальше завдання струму компенсації розраховується на основі постійної компоненти реактивної потужності та осцилюючих компонент активної та реактивної потужності, при цьому постійна складова активної потужності вважається корисною і не підлягає компенсації [92].

Теорія миттєвої активної та реактивної потужності стала підґрунтям для подальшого аналізу неідеальностей електричних мереж та пошуку способів усунення спотворень параметрів якості електричної енергії. Свій подальший розвиток ця теорія знаходить в публікаціях [91], [93], [96], [97].

В алгоритмах виявлення гармонік, розроблених на основі застосування синхронно обертової системи координат ( $d$ - $q$ ) [98], [99] сигнали струмів та напруг переводяться до систем координат, що обертаються з частотами вищих гармонік. В обертових системах координат гармонічні складові, які необхідно компенсувати, стають величинами постійного струму. На основі відфільтрованих значень формуються сигнали завдання компенсації в системі координат ( $d$ - $q$ ), які далі знову перетворюються в систему координат ( $a$ - $b$ ) для фізичної реалізації.

На основі сформованого завдання на компенсацію, за допомогою контурів регулювання струмів [54], [61], [88], [99]–[104], формується струм компен-

сації. Контури регулювання, окрім першочергового призначення – формування струмів компенсації гармонік, також повинні забезпечувати підтримання напруги ланки постійного струму у АІН або струму ланки постійного струму у АІС на заданому рівні для забезпечення стійкої роботи САФ [105], [106]. Для того, щоб була можливість ефективно здійснювати компенсацію гармонічних спотворень, необхідно забезпечити величину напруги ланки постійного струму в діапазоні 700-900 В [13], [107], [108]. Тому для регулювання заряду конденсатора ланки постійного струму та підтримання напруги в заданому діапазоні проектується окремий контур регулювання напруги ланки постійного струму [109].

Третя задача полягає в генеруванні сигналів комутації силових ключів САФ на основі отриманих сигналів компенсації. Це досягається за допомогою релейних регуляторів струму або застосування векторної широтно-імпульсної модуляції [13], [54], [55].

#### **1.4 Селективна компенсація гармонік**

Одним з підходів до спрощення побудови силових активних фільтрів є застосування селективної компенсації гармонік [83], [110]–[112]. При такому підході система керування САФ налаштовується так, що здійснюється виявлення і видалення лише кількох гармонік струму незалежно одна від одної, що означає, що струм мережі після компенсації все ще може бути несинусоїдним.

Існують два способи компенсації гармонік за допомогою САФ у селективному режимі: перший, і найбільш розповсюджений, є такий спосіб, при якому за допомогою певного алгоритму виявляються в селективному режимі обрані гармоніки струму із усього спектру, та на основі отриманої інформації формується завдання для контурів регулювання струму на компенсацію гармонік обраних порядків; другий спосіб полягає в тому, що проектуються селективні регулятори струму, що суттєво компенсують лише гармоніки певних обраних порядків.

При обґрунтуванні застосування селективної компенсації робиться наголос на тому, що достатньо компенсувати лише найбільш критичні гармоніки, а саме з порядком до 23-го, проте існують публікації, наприклад [113], результати досліджень яких свідчать про те, що достатньо компенсувати гармоніки з порядком 5,7,11,13. Зокрема, в дослідженнях [114]–[117] представлено аналіз гармонічного складу струму в мережах живлення офісних будівель, житлових будинків та промислових підприємств, і на основі отриманих результатів автори цих публікацій констатують, що найбільше спотворення кривої струму мережі чинять гармоніки 5-го та 7-го порядків, і для досягнення вимог стандартів, що регламентують якість електричної енергії, достатньо компенсувати лише вказані гармоніки.

Разом з широким розповсюдженням електротранспорту стрімко зростає кількість автомобільних зарядних станцій. Відповідно до [118], автомобільна зарядна станція теж є джерелом гармонік з порядком 5,7,11,13. Аналіз регульованих електроприводів з точки зору генерації гармонічних спотворень, представлений фірмою виробником електротехнічної продукції в [119], додатково підтверджує правомірність застосування селективної компенсації для корекції струму мережі.

Таким чином, застосування селективної компенсації гармонічних спотворень дозволяє суттєво знизити вимоги до обчислювальної здатності керуючого пристрою та силової частини САФ, при цьому вирішуючи першочергову задачу, а саме відповідність вимогам регулюючих документів. Приймаючи до уваги те, що сучасні силові активні фільтри повинні забезпечувати компенсацію гармонік не нижче 25-го порядку [13], спрощення системи керування та силової частини САФ за допомогою селективної компенсації гармонік з порядком 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, тобто компенсації восьми гармонік замість 24, є суттєвим. Окрім того, селективна компенсація є опцією, яка все частіше зустрічається в сучасних серійних промислових САФ, наряду із компенсацією всього спектру або заданого діапазону.

Проте, незважаючи на велику кількість публікацій, присвячених селективному виявленню та компенсації гармонік, недостатньо уваги приділяється обґрунтуванню вибору коефіцієнтів налаштування регуляторів в розроблених алгоритмах оцінювання та компенсації. Також, при селективній компенсації виникає питання чутливості алгоритму виявлення гармонік до завад, якими можуть бути інші гармоніки, що є у спектрі. Для вирішення для цієї проблеми в [120] запропоновано проектувати окремі контури для виявлення гармонік вищого та нижчого порядку, що значно ускладнює систему.

При селективній компенсації гармонік постає питання придатності контурів регулювання струмів для генерації високочастотних струмів компенсації, яке теж є недостатньо висвітленим в літературі. Наприклад в [83], [121] запропоновано реалізувати регулятор-детектор окремо для кожної гармоніки для підвищення завадостійкості і властивостей селективності, та представлено дослідження запропонованої конфігурації. В [61], [105] запропоновано регулятор струмів САФ на основі ковзного режиму, однак проектування та налаштування таких регуляторів відзначається високою складністю.

## **Висновки по розділу 1**

Аналітичний огляд показав, що силові активні фільтри широко розповсюджені в системах підвищення якості електричної енергії, проте теорія їх функціонування все ще в стадії розробки, про що свідчить велика кількість публікацій у наукових виданнях. Питання проектування силового активного фільтра досі відзначається високою складністю, а наявні рішення, що представлені в літературі, можуть бути покращені. Зокрема, можна виділити наступні питання, які потребують вдосконалення.

Алгоритми виявлення спотворень мережі відзначаються недостатньою швидкістю, високими вимогами до обчислювальної здатності керуючого контролера, та, інколи, неможливістю забезпечити детектування окремих гармонік.



Оскільки гармонічні складові утворені струмами високої частоти, то контури регулювання струмів повинні мати значну швидкодію, яка досягається за рахунок використання великих значень коефіцієнтів підсилення, що, в свою чергу, негативно впливає на їх завадозахищеність. Питання швидкодії контурів регулювання струмів, а також впливу варіацій параметрів вихідного кола САФ на рівень компенсації не достатньо висвітлені в наявній літературі.

Селективна компенсація передбачає подавлення лише гармонік, що мають найбільшу амплітуду, і для того, щоб досягти вимог регулюючих стандартів, достатньо компенсувати гармоніки в селективному режимі. Цим само досягається підвищення масогабаритних показників та спрощується побудова силових активних фільтрів.

Робота САФ відзначається тим, що відбувається в тривалому режимі, а це означає, що активний опір вихідних дроселів САФ може змінюватися внаслідок теплових процесів, зумовлених протіканням через них струмів компенсації. Окрім того, величина індуктивності вихідних дроселів може бути вказана з певною похибкою, відрізнятися від заявленої або змінитися в результаті недотримання вимог щодо інсталяції САФ.

Таким чином, розробка системи керування силовим активним фільтром, яка повинна забезпечувати селективне виявлення та компенсацію гармонічних складових, мати високу завадозахищеність, не вимагати значних обчислювальних потужностей керуючого пристрою, та не втрачати рівня компенсації внаслідок зміни параметрів вихідного кола САФ є актуальною задачею, яка визнає мету дисертаційної роботи. Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Формулювання задачі дослідження і обґрунтування необхідності її вирішення на основі огляду існуючих методів керування силовими активними фільтрами.
2. Розробка методу формування матриці зворотніх зв'язків спостерігача гармонік струму мережі, для забезпечення властивості селективності та підвищеної швидкодії оцінювання.

3. Розробка методу підвищення завадостійкості спостерігачів гармонік, який забезпечує відсутність фазових і амплітудних похибок оцінювання.
4. Розробка методу керування напругою ланки постійного струму САФ для асимптотичного регулювання її усередненого значення.
5. Розробка методу керування струмами активного фільтра, та синтез на його основі алгоритмів, що гарантують одночасне відпрацювання заданих струмів, оцінку вищих гармонік та активного опору і індуктивності вихідного дроселя фільтра.
6. Створення комп'ютерних математичних моделей синтезованих систем керування та дослідження їх властивостей методом математичного моделювання. Розробка програмних засобів для практичної реалізації, експериментальні дослідження динамічних характеристик розроблених систем.

## 2 ОЦІНЮВАННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ТРИФАЗНИХ СТРУМІВ

Для формування струму компенсації активного фільтра необхідно здійснювати аналіз гармонічного складу струму навантаження в реальному часі. Одним із підходів, який дозволяє це реалізувати, є використання спостерігачів стану на основі внутрішньої моделі струмів оцінювання.

Метою даного розділу є розвиток теорії спостерігачів вищих гармонік струму, які мають загальну структуру спостерігача Люєнбергера, дослідження їх динамічних характеристик, розробку методу налаштування спостерігачів, який забезпечує асимптотичність оцінювання наявних гармонік з властивістю селективності і підвищеною швидкістю.

Основні результати цього розділу представлено в публікаціях [122]–[124].

### 2.1 Математична модель трифазного сигналу

Згідно з теоремою Фортеск'є [125], несиметрична  $N$ -фазна система може бути розкладена на  $N$  незалежних векторів, які називаються симетричними компонентами. Для трифазної системи ( $N=3$ ) можна записати три послідовності:

- пряму послідовність з трьома векторами  $\vec{I}_A^P, \vec{I}_B^P, \vec{I}_C^P$ , рівними за амплітудою та зсунутими один відносно одного на кут  $2\pi / 3$ , з чергуванням фаз  $A$ - $B$ - $C$ ;
- зворотну послідовність з трьома векторами  $\vec{I}_A^N, \vec{I}_B^N, \vec{I}_C^N$ , рівними за амплітудою та зсунутими один відносно одного на кут  $2\pi / 3$ , з чергуванням фаз  $A$ - $C$ - $B$ .
- нульову послідовність з трьома векторами  $\vec{I}_A^0, \vec{I}_B^0, \vec{I}_C^0$ , рівними за амплітудою та фазою.

В симетричній трифазній трипровідній системі координат сума трьох струмів в будь-який момент часу дорівнює нулю, тобто відсутня нульова послідовність. Прямая та зворотна послідовності формують два вектори, що обертаються в протилежних напрямках на комплексній площині. Для подальшого розгляду перейдемо від трифазної до двофазної системи координат згідно наступного перетворення:

$$\mathbf{T}_{3 \rightarrow 2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

Запишемо симетричну трифазну систему струмів ABC, яка містить одну гармоніку з порядком  $n$ , розкладену на пряму та зворотну послідовності:

$$\begin{aligned} i_A^p(t) &= I_p \cos(n\omega_m t), & i_A^n(t) &= I_n \cos(n\omega_m t), \\ i_B^p(t) &= I_p \cos\left(n\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right), & i_B^n(t) &= I_n \cos\left(n\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_C^p(t) &= I_p \cos\left(n\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right), & i_C^n(t) &= I_n \cos\left(n\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де  $I_p, I_n$  – амплітуди прямої та зворотної послідовностей,  $\omega_m = \text{const}$  – основна частота напруги мережі.

В нерухомій системі координат  $(a-b)$  сигнали (2.1) запишуться у вигляді

$$\begin{aligned} i_a^p &= I_p \cos(n\omega_m t), & i_a^n &= I_n \cos(-n\omega_m t), \\ i_b^p &= I_p \sin(n\omega_m t), & i_b^n &= I_n \sin(-n\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.2)$$

Здійснимо перехід із нерухомої системи координат  $(a-b)$  в систему координат  $(d-q)$ , яка орієнтована за вектором напруги трифазної мережі за допомогою перетворення координат

$$\mathbf{e}^{-J\varepsilon_l} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_l) & \sin(\varepsilon_l) \\ -\sin(\varepsilon_l) & \cos(\varepsilon_l) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

де  $\varepsilon_l$  – кутове положення вектора напруги мережі відносно стаціонарної системи координат  $(a-b)$ .

В системі координат  $(d-q)$  пряма та зворотна послідовності (2.2) набувають вигляду

$$\begin{aligned} i_d^p &= I_p \cos((n-1)\omega_m t), & i_d^n &= I_n \cos((n+1)\omega_m t), \\ i_q^p &= I_p \sin((n-1)\omega_m t), & i_q^n &= I_n \sin((n+1)\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.4)$$

Відзначаємо, що при переході від нерухомої системи координат  $(a-b)$  в обертову  $(d-q)$  має місце зміщення частот. Так, гармоніка з частотою  $n\omega_m$  (пряма послідовність) зсувається до частоти  $(n-1)\omega_m$ , а гармоніка з частотою  $-n\omega_m$  зсувається до частоти  $(n+1)\omega_m$ . Основна гармоніка ( $n=1$ ) при переході в обертову систему координат буде являти собою постійну складову.

Наступний розгляд базується на підході внутрішньої моделі (Internal Model Approach) [126], згідно з яким сигнали розглядаються як такі, що генеруються динамічною моделлю. В [127] запропоновано пряму та зворотну послідовності представити як сигнали, які генеруються осциляторами

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_h \mathbf{x}(t), \quad (2.5)$$

де  $\mathbf{x} = (x_{dp}, x_{qp}, x_{dn}, x_{qn})^T$  – вектор проєкцій векторів прямої та зворотної послідовностей струму навантаження на осі  $d$  і  $q$ ,

$$\mathbf{A}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_n \end{bmatrix}, \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & -h\omega_m \\ h\omega_m & 0 \end{bmatrix} \text{ – матриця прямої послідовності, } h = n-1 \text{ –}$$

порядок гармоніки прямої послідовності в системі координат  $(d-q)$ ,

$A_N = \begin{bmatrix} 0 & h\omega_m \\ -h\omega_m & 0 \end{bmatrix}$  – матриця зворотної послідовності,  $h = n + 1$  – порядок гармоніки зворотної послідовності в системі координат  $(d-q)$ .

Практична реалізація алгоритмів керування силовими активними фільтрами здійснюється на основі цифрового сигнального процесора, в якому відбувається оцінювання гармонік, розрахунок струму компенсації, розрахунок широтно-імпульсної модуляції для силових ключів автономного інвертора напруги. Оскільки робота САФ пов'язана з сигналами високої частоти, то необхідним є не лише дослідження поведінки системи, представленої в безперервній формі, а і врахування особливостей роботи дискретних систем. Подальший розгляд моделі буде проводитися для обох форм – безперервної та дискретної.

Пряма та зворотна послідовності, які генеруються динамічною моделлю, в дискретній формі запишуться у вигляді

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k), \quad (2.6)$$

де 
$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{dP} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{dN} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{dP} = \begin{bmatrix} \cos(h\omega_m T_s) & -\sin(h\omega_m T_s) \\ \sin(h\omega_m T_s) & \cos(h\omega_m T_s) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{dN} = \begin{bmatrix} \cos(h\omega_m T_s) & \sin(h\omega_m T_s) \\ -\sin(h\omega_m T_s) & \cos(h\omega_m T_s) \end{bmatrix},$$

$T_s$  – такт квантування дискретної системи.

## 2.2 Спостерігач гармонік: загальні теоретичні відомості

Оцінювання однієї гармоніки з частотою  $h\omega_m$ . Припустимо, що в трифазному сигналі струму навантаження, записаному в системі координат  $(d-q)$  як

$$\mathbf{i}_L = \begin{pmatrix} I_{d0} + \sum_{m=1}^N I_{dm} \cos(m\omega_m t + \varphi_{dm}) \\ I_{q0} + \sum_{m=1}^N I_{qm} \sin(m\omega_m t + \varphi_{qm}) \end{pmatrix}, \quad (2.7)$$

необхідно оцінити лише одну гармоніку з частотою  $h\omega_m$ , тобто визначити її пряму та зворотну послідовності. Загальна форма спостерігача Люєнбергера [128] для лінійної системи (2.5), має вигляд

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_h \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_h (\mathbf{i}_L - \mathbf{C}_h \hat{\mathbf{x}}), \quad (2.8)$$

де  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_{dp} \ \hat{x}_{qp} \ \hat{x}_{dn} \ \hat{x}_{qn})^T$  - вектор стану спостерігача, в якому  $\hat{x}_{dp}$  - оцінка компоненти прямої послідовності по осі  $d$ ,  $\hat{x}_{qp}$  - оцінка компоненти прямої послідовності по осі  $q$ ,  $\hat{x}_{dn}$  - оцінка компоненти зворотної послідовності по осі  $d$ ,  $\hat{x}_{qn}$  - оцінка компоненти зворотної послідовності по осі  $q$ ,

$\mathbf{C}_h = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{K}_h$  - матриця зворотніх зв'язків спостерігача.

Представимо  $\mathbf{i}_L$  в (2.7) у вигляді суми  $\mathbf{i}_{L1}$  - частини спектру, яку потрібно оцінити, та  $\mathbf{i}_{L2}$  - частини спектру, яку до уваги не приймаємо, тоді (2.8) переписється так:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_h \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_h (\mathbf{i}_{L1} + \mathbf{i}_{L2} - \mathbf{C}_h \hat{\mathbf{x}}),$$

де  $\mathbf{i}_{L1} = \mathbf{C}_h \mathbf{x}$ .

Відзначимо, що для спостерігача (2.8) структуру матриці корегуючих зв'язків  $\mathbf{K}_h$  вперше було запропоновано в роботі [127].

Визначимо похибку оцінювання у вигляді

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}, \quad (2.9)$$

тоді динаміка похибок оцінювання запишеться

$$\dot{\tilde{x}} = M_h \tilde{x} + K_h i_{L2}, \quad (2.10)$$

де  $M_h = A_h + K_h C_h$ .

Якщо присутня лише одна гармоніка для оцінювання, тоді  $i_{L2} = 0$ , а рівняння (2.10) буде однорідним лінійним  $\dot{\tilde{x}} = M_h \tilde{x}$ , для стійкості якого достатньо щоб матриця  $M_h$  була матрицею Гурвіца. У цьому випадку будь-які методи оптимізації лінійних систем можуть бути використані для її оптимізації. Присутність зовнішнього збурення в (2.10), яке визначається гармонічними сигналами в (2.7), що не потребують оцінювання, визначає специфіку налаштування спостерігача за рахунок конструювання матриці  $M_h$ . Базова ідея полягає в наступному [127]. Оскільки система (2.10) є лінійною, то після перетворення Лапласа, зображення похибки, яка обумовлена дією збурення, буде

$$\tilde{x}(p) = \frac{-K_h}{[pI - M_h]} i_{L2}(p). \quad (2.11)$$

Таким чином, матриця  $M_h$  повинна набути такої форми, щоб забезпечити виконання наступних умов:

а)  $M_h$  має бути Гурвіцевою матрицею, що гарантує асимптотичність оцінювання  $h$ -ої гармоніки;

б) всі гармоніки, які відрізняються від  $h$ -ої, мають бути максимально зменшені, що забезпечить селективність оцінювання гармоніки з порядком  $h$ .

Це можна забезпечити при виконанні умови

$$\begin{aligned} \| K_h [(j\omega)I - M_h]^{-1} \| &\ll 1 \\ \forall \omega = g\omega_m, g \neq h, \end{aligned} \quad (2.12)$$

тобто для усіх гармонік, що відрізняються від тієї, яка оцінюється, частотна характеристика має нехтувано мале значення.



Досягнення наведених умов реалізовується шляхом встановлення комплексно спряжених власних значень  $M_h$  з піком частоти  $h\omega_m$ , як це запропоновано в [127]. За умови визначення матриці  $K_h$  у вигляді

$$K_h = \begin{bmatrix} -k_1 & -k_2 \\ k_2 & -k_1 \\ -k_1 & k_2 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

для системи (2.10) з системною матрицею  $M_h$  знаходимо наступний характеристичний поліном:

$$[p^2 + 2k_1 p + (h\omega_m)^2 + 2(h\omega_m)k_2]^2. \quad (2.14)$$

Коефіцієнти  $k_1$  та  $k_2$  обираються так, щоб забезпечити коефіцієнт демпфування  $\delta$  та власну частоту коливань  $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1/2} h\omega_m$ , а саме [127]:

$$\begin{aligned} k_1 &= \delta\omega_n, \\ k_2 &= \frac{\omega_n^2 - (h\omega_m)^2}{2h\omega_m}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Ідея такого налаштування полягає в тому, що частотна характеристика системи (2.10) з матрицею  $M_h$ , має резонансні властивості такі, що для сигналів з частотою  $h\omega_m$  коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці, а для інших частот наближається до нуля. При цьому ширина резонансної частини буде визначатися значенням коефіцієнту  $\delta$ , а визначення  $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1/2} (h\omega_m)$  забезпечує резонанс на частоті  $h\omega_m$ . В той же час, значення  $\delta$  буде визначати не лише селективність спостерігача, а і його динамічні властивості.

*Оцінювання декількох гармонік струму навантаження.* Приймавши до уваги отриманий результат, розглянемо випадок оцінювання групи гармонік  $h, j, \dots, z$ . Аналогічно до (2.8) спостерігач запишеться у вигляді

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{K}(i_L - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}), \quad (2.16)$$

$$\text{де } \hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_{dph} \ \hat{x}_{qph} \ \hat{x}_{dnh} \ \hat{x}_{qnh}, \dots, \hat{x}_{dpz} \ \hat{x}_{qpz} \ \hat{x}_{dnz} \ \hat{x}_{qnz})^T,$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_h & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_j & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{A}_z \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{Ph} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{Nh} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Ph} = \begin{bmatrix} 0 & -h\omega_m \\ h\omega_m & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Nh} = \begin{bmatrix} 0 & h\omega_m \\ -h\omega_m & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{Pj} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{Nj} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Pj} = \begin{bmatrix} 0 & -j\omega_m \\ j\omega_m & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Nj} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega_m \\ -j\omega_m & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{Pz} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{Nz} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Pz} = \begin{bmatrix} 0 & -z\omega_m \\ z\omega_m & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{Nz} = \begin{bmatrix} 0 & z\omega_m \\ -z\omega_m & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_h, \mathbf{C}_j, \dots, \mathbf{C}_z], \mathbf{C}_h = \mathbf{C}_j = \mathbf{C}_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} K_h \\ K_j \\ \vdots \\ K_z \end{pmatrix}, \mathbf{K}_h = \begin{pmatrix} -k_{1h} & -k_{2h} \\ k_{2h} & -k_{1h} \\ -k_{1h} & k_{2h} \\ -k_{2h} & -k_{1h} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_j = \begin{pmatrix} -k_{1j} & -k_{2j} \\ k_{2j} & -k_{1j} \\ -k_{1j} & k_{2j} \\ -k_{2j} & -k_{1j} \end{pmatrix}, \dots, \mathbf{K}_z = \begin{pmatrix} -k_{1z} & -k_{2z} \\ k_{2z} & -k_{1z} \\ -k_{1z} & k_{2z} \\ -k_{2z} & -k_{1z} \end{pmatrix},$$

де  $h, j, \dots, z$  - порядок гармонік, які потрібно оцінити.

Аналогічно з випадком, коли потрібно оцінити одну гармоніку, матриця  $\mathbf{M} = \mathbf{A} + \mathbf{K}\mathbf{C}$ , має бути Гурвіцевою, що гарантує асимптотичність оцінювання гармонік з порядком  $h, j, \dots, z$ . Гармоніки, які відрізняються від  $h, j, \dots, z$ , мають бути суттєво зменшені, що можна досягти при виконанні умови (2.12) для всіх частот  $i\omega_m$ ,  $i \neq h, j, \dots, z$ .

Отже, для оцінювання гармонічних складових струму за допомогою спостерігача (2.16) необхідно розрахувати коефіцієнти  $k_1$  та  $k_2$  матриці  $\mathbf{K}$ , які формуватимуть його динамічну поведінку. Це забезпечується селекцією коефіцієнта демпфування  $\delta$  відповідно до (2.15).

Структурну схему спостерігача (2.16) у складі САФ представлено на рис. 2.1.

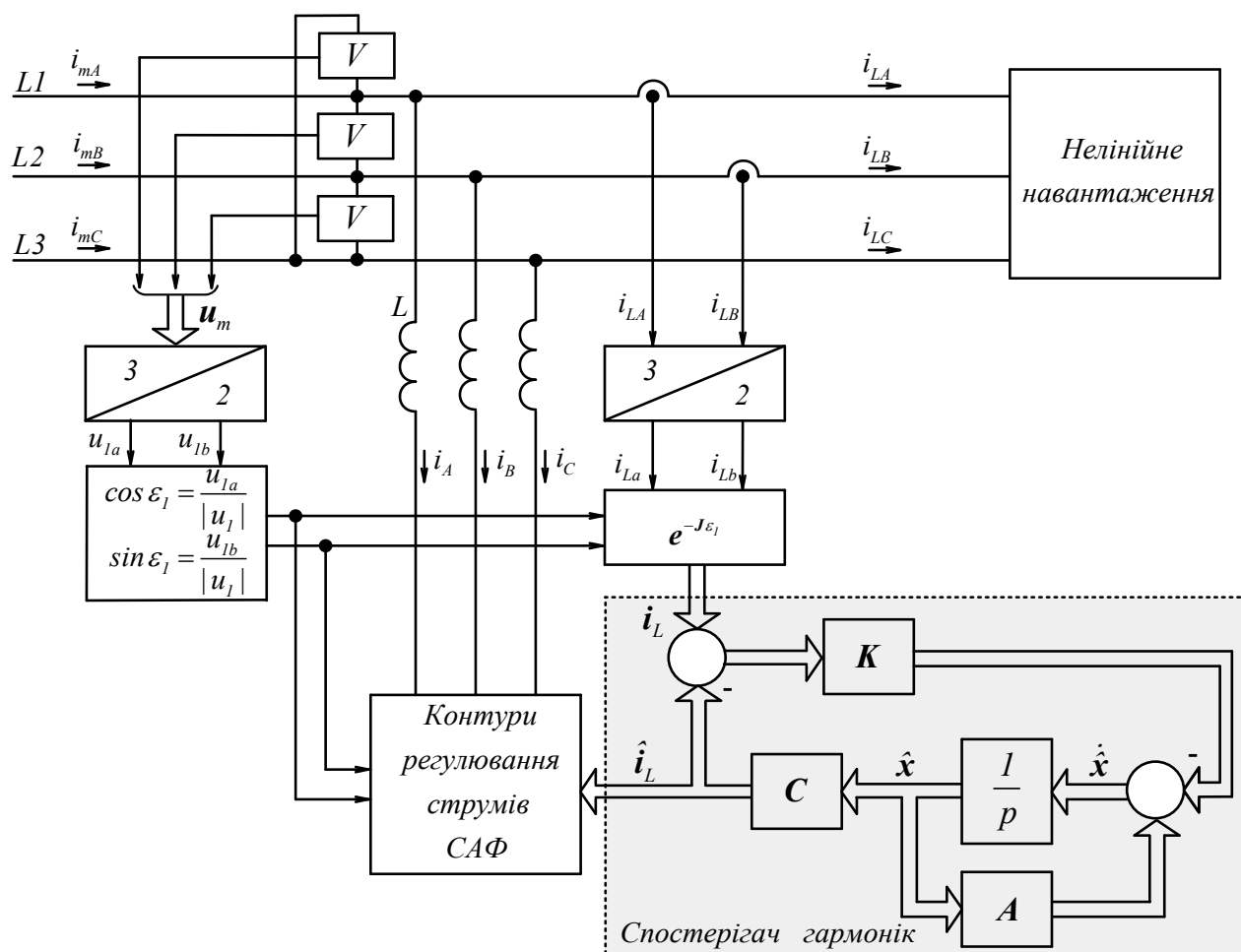


Рисунок 2.1 – Структурна схема спостерігача гармоніки  $h$ -го порядку у складі САФ

У випадку, коли потрібно оцінити повний спектр з  $N$  гармонік, матриці  $A, K, C$  спостерігача (2.16), записаного в безперервній формі, перепишуться у вигляді

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{1h} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{Nh} \end{pmatrix}, \\
\mathbf{A}_{1h} &= \begin{pmatrix} 0 & -\omega_m & 0 & 0 \\ \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 0 & -\omega_m & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_{Nh} = \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_m & 0 & 0 \\ N\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_m \\ 0 & 0 & -N\omega_m & 0 \end{pmatrix}, \\
\mathbf{C} [2, 4N] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{K} &= \begin{pmatrix} \mathbf{K}_{1h} \\ \vdots \\ \mathbf{K}_{Nh} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K}_{1h} = \begin{pmatrix} -k_{11h} & -k_{21h} \\ k_{21h} & -k_{11h} \\ -k_{11h} & k_{21h} \\ -k_{21h} & -k_{11h} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K}_{Nh} = \begin{pmatrix} -k_{1Nh} & -k_{2Nh} \\ k_{2Nh} & -k_{1Nh} \\ -k_{1Nh} & k_{2Nh} \\ -k_{2Nh} & -k_{1Nh} \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Повна оцінка  $N$  гармонік задається рівняннями

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{i}}_L &= (\hat{i}_{Ld}, \hat{i}_{Lq})^T, \\
\hat{i}_{Ld} &= \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{dpj} + \hat{x}_{dnj}), \\
\hat{i}_{Lq} &= \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{qpj} + \hat{x}_{qnj}).
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Дискретну форму спостерігача (2.8) надано в Додатку Б.

### 2.3 Дослідження динамічних властивостей спостерігачів гармонік

Теоретичні положення оцінювання гармонічних складових на основі принципу внутрішньої моделі, які розглянуто в підрозділі 2.2, було сформовано в [127]. В той же час авторами не надано конструктивної процедури налаштування спостерігача, а також результатів дослідження його властивостей селективності та швидкодії.

### 2.3.1 Методика проведення досліджень

Показниками, які визначають ефективність застосування спостерігачів у загальній формі (2.16) є швидкість оцінювання гармонічного складу, асимптотичність оцінювання (відсутність похибки оцінювання), а також селективність – властивість виділяти з наявного спектру потрібний сигнал. В силовому активному фільтрі такими сигналами є миттєві значення наявних вищих гармонік струму навантаження, на основі яких формуються струми компенсації.

Дослідження властивостей спостерігача методом математичного моделювання виконано в програмному середовищі MATLAB, в якому було розроблено ряд моделюючих програм. Гармонічний склад струму, який потрібно оцінити, представлено сумою вищих гармонік одиничної амплітуди та фазовим зсувом  $\pi/(h+1)$  з порядком від 1-го до 21-го в системі координат  $(d-q)$ , що відповідає гармонікам з порядком від 2-го до 22-го в системі координат  $(a-b)$ . Спостерігач налаштовано на оцінювання вищих гармонік з порядком  $i$  від 1-го до 20-го в системі координат  $(d-q)$ . Таким чином, відповідно до (2.16), спостерігач має 80-тий порядок. Похибки оцінювання струмів та модулів вектора похибок оцінювання розраховуються за формулами

$$\tilde{i}_{Ld} = i_{Ld} - \hat{i}_{Ld}, \quad \tilde{i}_{Lq} = i_{Lq} - \hat{i}_{Lq}, \quad |\tilde{i}_L| = \sqrt{\tilde{i}_{Ld}^2 + \tilde{i}_{Lq}^2}.$$

Для врахування впливу такту квантування дискретної системи, умови проведення досліджень обрано однаковими для моделей, представлених в безперервній та в дискретній формах. Так, для оцінювання 20-ї гармоніки в системі координат  $(d-q)$ , що має період 0.001 с, потрібен такт квантування менше ніж  $T_s = 500$  мкс, щоб задовольнити вимоги теореми Котельникова-Шенона.

З точки зору дослідження динаміки досліджуваних систем методом математичного моделювання, важливим є визначення методів чисельного інтегрування диференціальних рівнянь, які описують коливальні процеси з крити-

чно низьким демпфуванням і значними частотами коливань. Окрім того, диференціальні рівняння спостерігача гармонік являють собою набір динамічних ланок із різними сталими часу (в кожній гармоніці свій період коливань), тому рівняння даного спостерігача можна віднести до розряду «жорстких» диференціальних рівнянь. Для моделювання таких систем придатним є метод інтегрування Рунге-Кутта 4го порядку з малим тактом квантування, який був встановлений при моделюванні рівним  $T_s = 50$  мкс.

Аналіз динамічних властивостей спостерігача передбачає визначення його швидкодії, яка відповідає часу затухання похибки оцінювання гармонік. Оскільки застосування аналітичних методів для дослідження селективності оцінювання для систем, які розглядаються, є обмеженими, запропоновано використовувати амплітудно-частотні характеристики абсолютного значення похибки оцінювання. Нульова похибка оцінювання вищої гармоніки свідчить про асимптотичність оцінювання, а ширина полоси резонансу АЧХ свідчить про властивості селективності. Іншими словами, частотні характеристики дають можливість досліджувати чутливість спостерігача (2.16) до сусідніх гармонік, та гармонік, які відрізняються від  $h, j, \dots, z$ , тобто перевірити досягнення умови (2.12). Структурна схема побудови частотних характеристик представлена на рис. 2.2. АЧХ спостерігача побудовано в діапазоні частот струму навантаження  $0 - 30\omega_m$ .

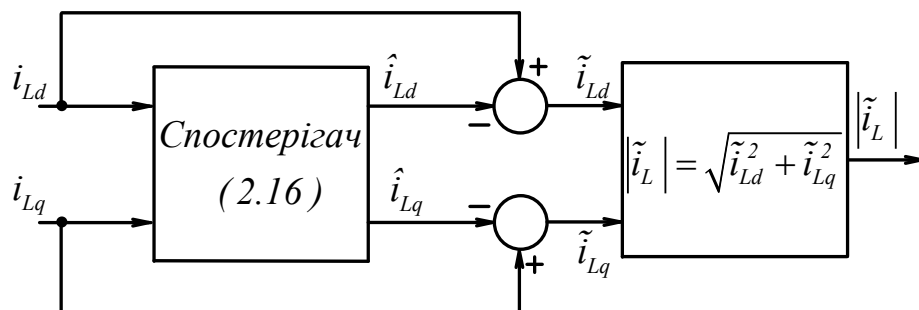


Рисунок 2.2 – Структурна схема побудови амплітудно частотної характеристики спостерігача струму навантаження

Для знаходження закономірностей між налаштуванням спостерігача та отриманими динамічними властивостями було побудовано карти полюсів спостерігача. Полюси спостерігача в дискретній формі показано в колі одиничного радіусу на комплексній площині. Розрахунок дійсних та уявних частин полюсів спостерігача здійснено за допомогою команди  $pole(syst)$ , їх відображення – за допомогою команди  $pzmap(syst)$ , де  $syst$  – динамічна модель спостерігача (2.16).

### 2.3.2 Природне налаштування спостерігачів

Під природнім налаштуванням спостерігачів будемо розуміти налаштування, яке розглянуто в [127], а саме з постійними значеннями коефіцієнта демпфування в розрахунках (2.15). На першому етапі проведено дослідження природного налаштування, тобто для випадку, коли на основі обраного  $\delta$  розраховуються коефіцієнти матриці зворотніх зв'язків для усіх гармонік згідно (2.15) та (Б.2). Результати дослідження спостерігачів (2.8) та (Б.1) для значень  $\delta = 0.001$ ,  $\delta = 0.005$ ,  $\delta = 0.01$  представлено на рис. 2.3 – рис. 2.5, де зображено розташування полюсів спостерігача, перехідні процеси похибок оцінювання струму та амплітудно-частотні характеристики похибки оцінювання.

Графіки перехідних процесів підтверджують асимптотичні властивості спостерігача гармонік для  $N = 1 \dots 21$ , що слідує з динамічної поведінки похибок оцінювання струмів  $\tilde{i}_{Ld}$ ,  $\tilde{i}_{Lq}$ , а відповідно і похибок в стаціонарній системі координат  $\tilde{i}_{La}$ ,  $\tilde{i}_{Lb}$ . Для  $\delta = 0.001$  оцінювання відбувається приблизно за 2 с, в той час як для  $\delta = 0.01$  – в межах 0.5 с. Така поведінка спостерігача пояснюється процедурою розрахунку коефіцієнтів зворотнього зв'язку  $k_1$  та  $k_2$  у відповідності до (2.15) та (Б.2), згідно з якою найбільш «повільний» полюс характеристичного рівняння визначається значенням  $\delta$ . За умови збільшення  $\delta$  найбільш «повільний» полюс зміщується від уявної осі комплексної площини, що, в свою чергу, призводить до підвищення швидкодії.

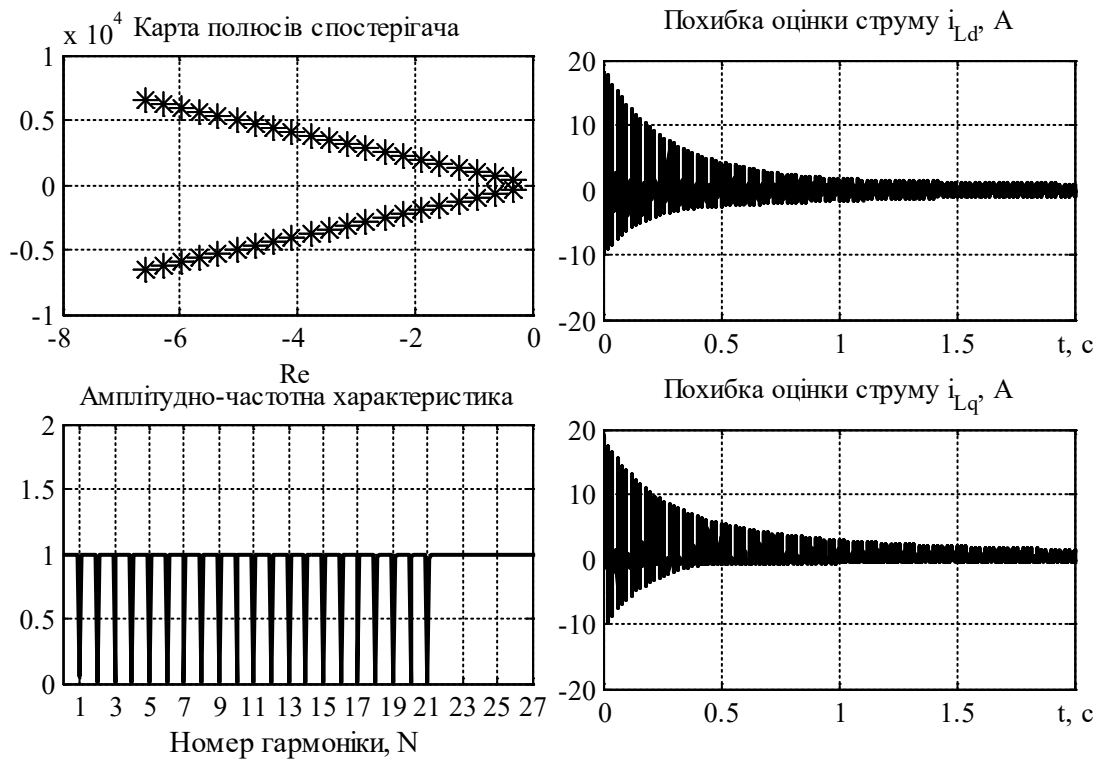
Вигляд частотних характеристик також підтверджує асимптотичність спостерігача, як це видно з нульових значень похибок оцінювання струмів на частотах, які відповідають порядковим номерам оцінюваних гармонік.

Важливо відмітити, що специфіка спостерігача резонансного типу встановлює обмеження на підвищення швидкодії за рахунок збільшення  $\delta$ , оскільки при цьому розширюється полоса резонансу АЧХ, що призводить до втрати властивостей селективності, що буде досліджено в наступному пункті.

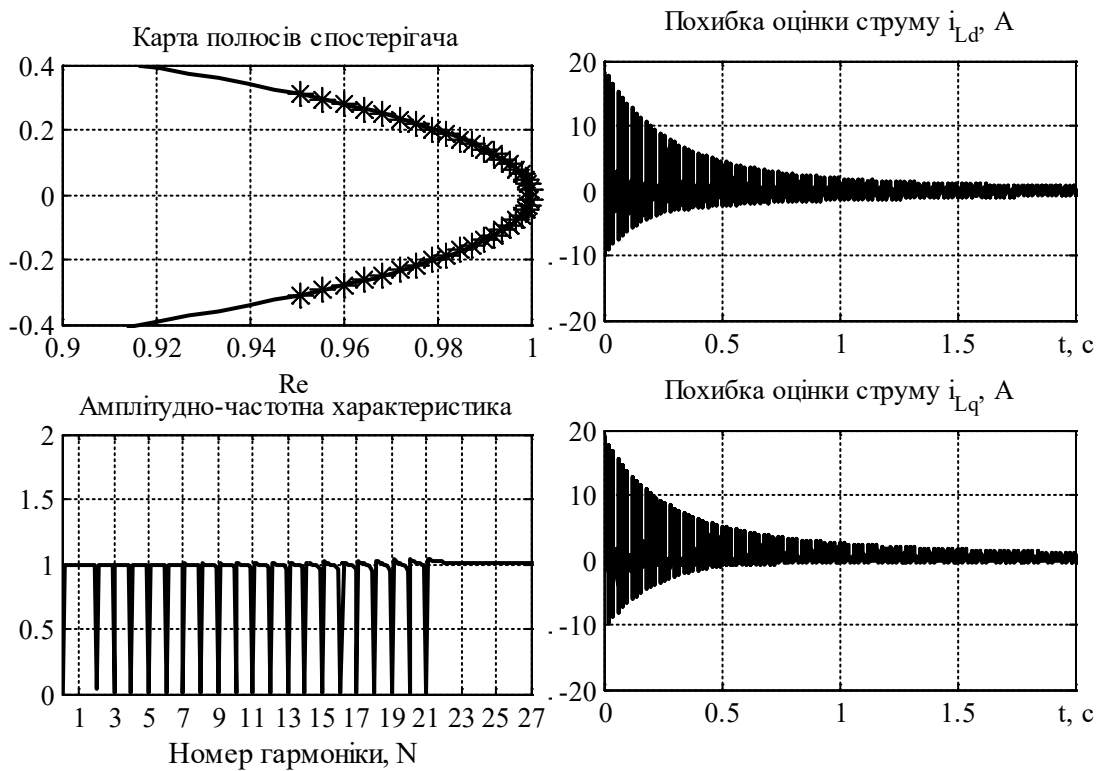
Знаходження компромісу між швидкістю і селективністю є важливим з точки зору практичної реалізації, оскільки дозволяє уникнути наявності слабодемпфованих полюсів для критично малих коефіцієнтів демпфування  $\delta$ .

Динамічна поведінка дискретного спостерігача (Б.1) з налаштуванням відповідно до (Б.2) для значень  $\delta = 0.001$ ,  $\delta = 0.005$ ,  $\delta = 0.01$  і такту квантування  $T_s = 50$  мкс мало відрізняється від отриманої в безперервній системі оцінювання.





a)



б)

Рисунок 2.3 – Перехідні процеси та частотні характеристики оцінювання для  $\delta = 0.001$  в безперервній а) та дискретній б) системах

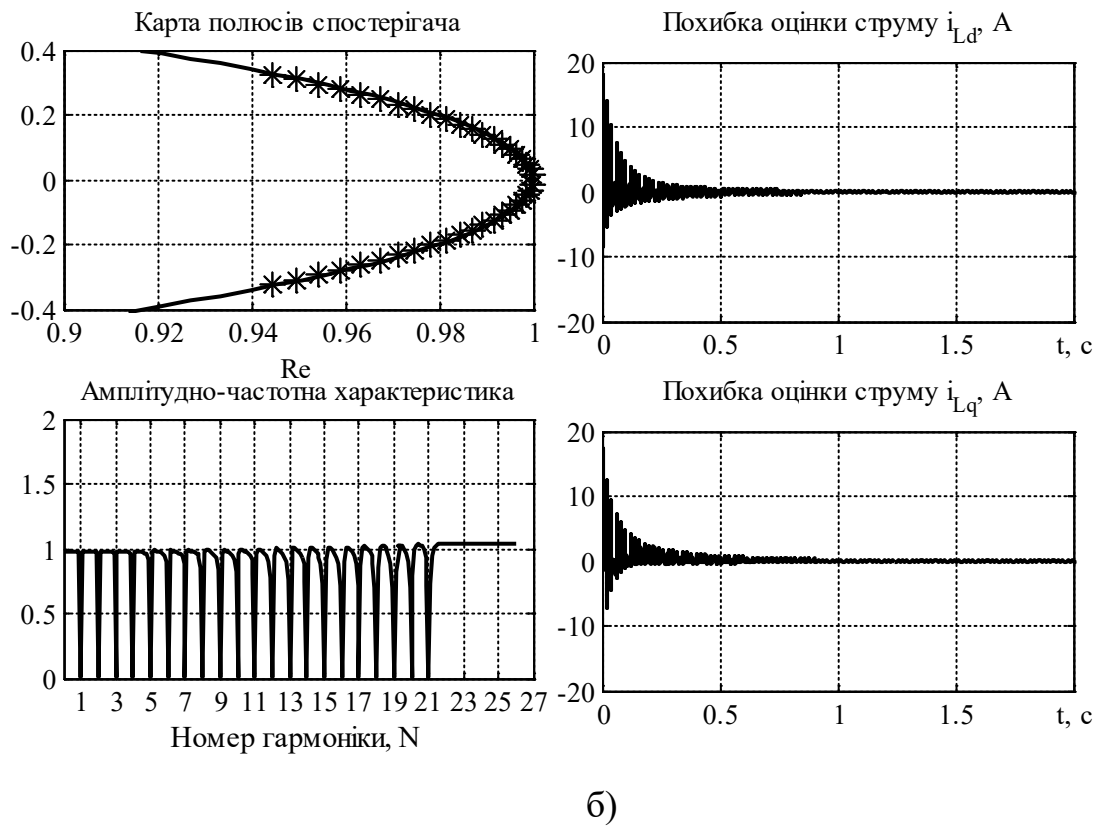
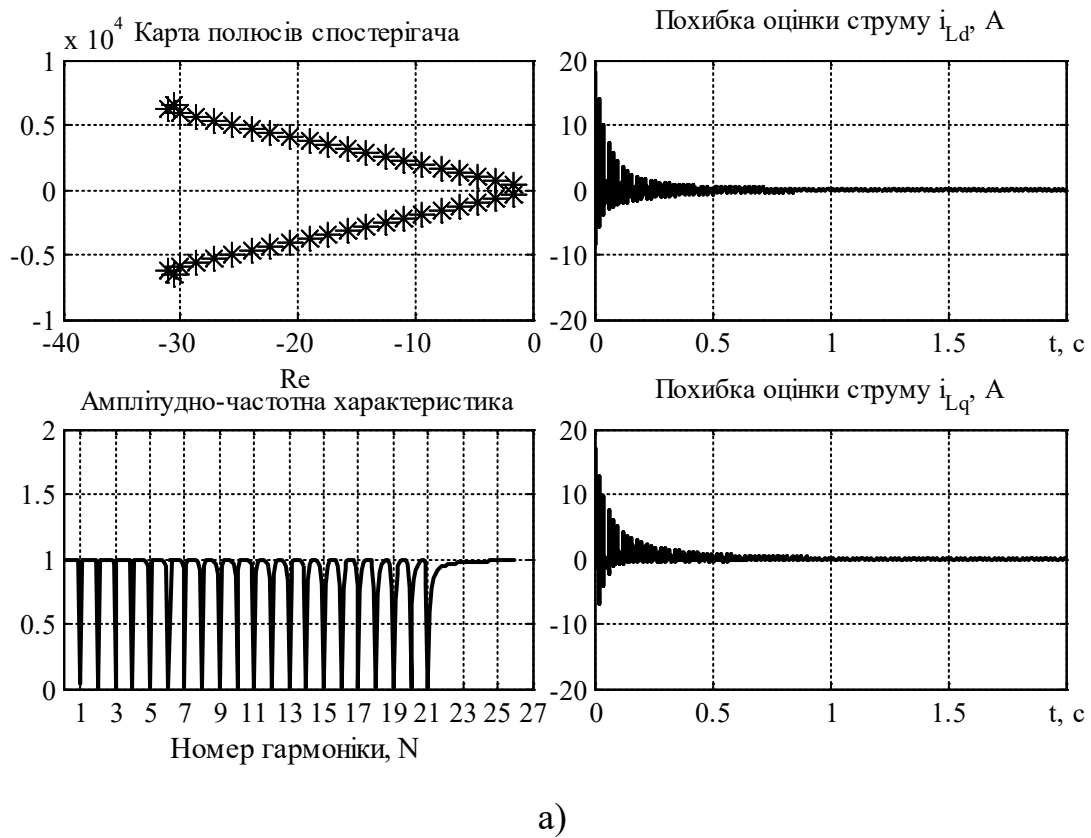


Рисунок 2.4 – Перехідні процеси та частотні характеристики оцінювання для  $\delta = 0.005$  в безперервній а) та дискретній б) системах

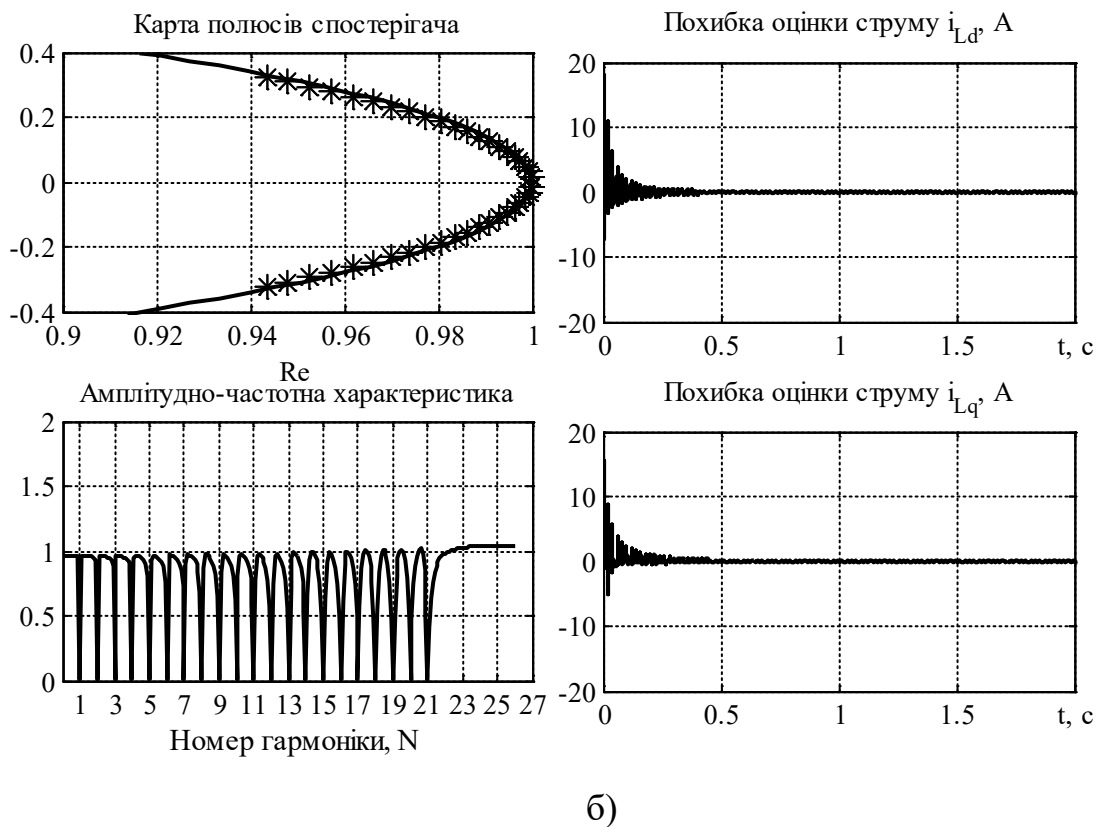
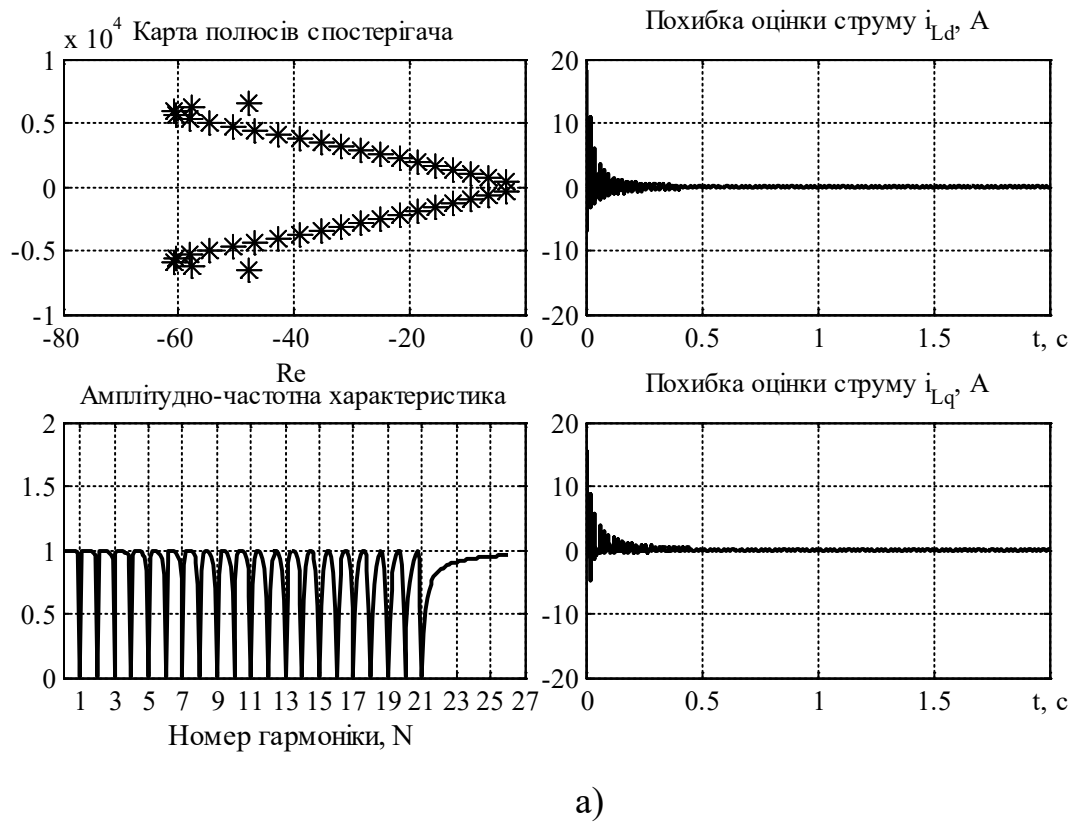


Рисунок 2.5 – Перехідні процеси та частотні характеристики оцінювання для  $\delta = 0.01$  в безперервній а) та дискретній б) системах

### 2.3.3 Дослідження властивостей селективності спостерігачів гармонік

Особливістю загальної форми спостерігачів гармонік (2.8), (2.16) є їх резонансні властивості, які обумовлені наявністю слабодемпфованих полюсів передаточної функції з характеристичним рівнянням, що отримується з (2.14), за умов налаштування (2.15) для значень коефіцієнту демпфування  $\delta \ll 1$ . Таке налаштування, як видно з рис. 2.3 – рис. 2.5, дозволяє забезпечити виконання умов селективності оцінювання (2.12).

Для дослідження властивостей селективності було побудовано амплітудно-частотну характеристику спостерігача гармонік (2.8), яку представлено у відносних одиницях на рис. 2.6 для значень коефіцієнту демпфування  $\delta = 0.02$ ,  $\delta = 0.01$ ,  $\delta = 0.001$ . Для побудови АЧХ на вхід спостерігача подавалися сигнали  $i_{Ld} = 1 \cdot \sin(\omega_n t)$ ,  $i_{Lq} = 1 \cdot \cos(\omega_n t)$ , частота  $\omega_n$  яких повільно змінювалася в часі як  $\omega_n = 0.8 + 0.00001 \cdot t$ . Значення модуля вектора похибки оцінювання  $|\tilde{i}_L| = f(t)$  було перераховано у залежність  $|\tilde{i}_L| = f(\omega_n / \omega_N)$ , де  $\omega_N$  – частота гармоніки, яку оцінює спостерігач.

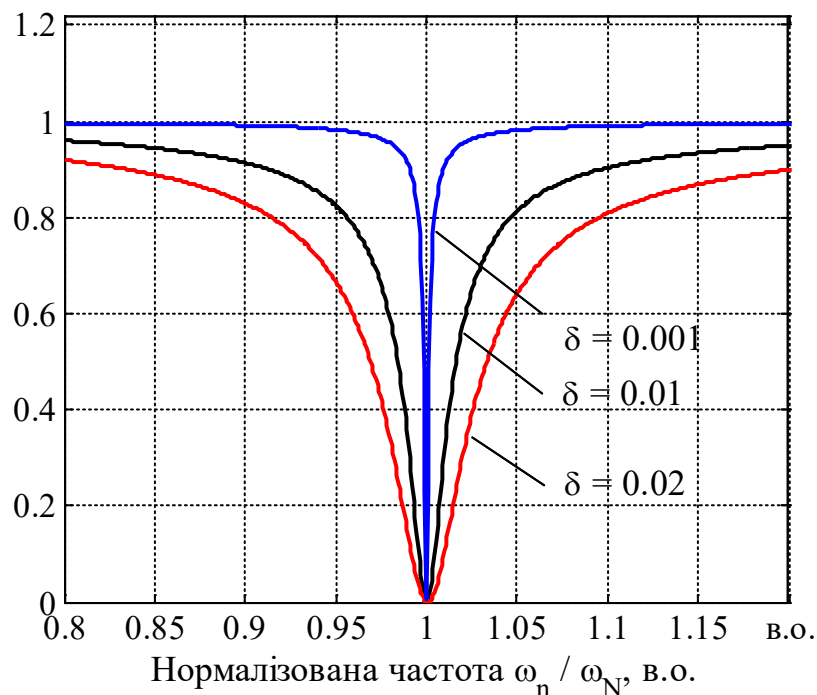


Рисунок 2.6 – Нормалізовані АЧХ похибки оцінювання гармонік

Для більшої наочності на рис. 2.7 представлено амплітудно частотну характеристику похибки оцінювання спостерігачів гармонік з порядком 6, 12, 18 в абсолютних одиницях. Коефіцієнти налаштування спостерігачів розраховані для однакового значення коефіцієнту демпфування  $\delta = 0.01$ . З представленої АЧХ видно, що при такому налаштуванні має місце значне розширення полоси резонансу АЧХ спостерігача гармонік вищого порядку. В той же час, полоса резонансу спостерігача гармоніки нижчого порядку не розширюється.

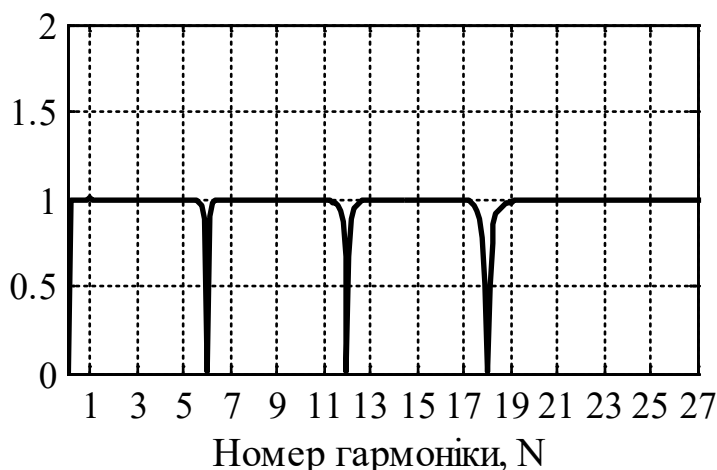


Рисунок 2.7 – АЧХ похибки оцінювання спостерігачів 6, 12 та 18 гармоніки

Для дослідження чутливості спостерігача до наявності у спектрі інших гармонік, зокрема сусідніх, необхідно розглядати амплітудно частотні характеристики похибки оцінювання сторонніх гармонік. Амплітудно частотна характеристика для оцінки впливу сторонніх гармонік представлена у відносних одиницях на рис. 2.8.

З рис. 2.8 слідує, що при збільшенні коефіцієнту демпфування  $\delta$ , значно розширюється полоса резонансу, що в результаті дає хибне оцінювання гармонічного складу. З іншого боку, при зростанні заданої частоти оцінювання, для однакового коефіцієнту демпфування  $\delta$ , зростає чутливість спостерігача до сторонніх гармонік, зокрема до сусідніх, що проявляється у збільшенні величини похибки оцінювання. Це зумовлює необхідність забезпечити вузьку полосу резонансу спостерігача для гармонік вищого порядку, оскільки полоса ре-

зонансу спостерігача може охопити частоти, що знаходяться ще на більший відстані, ніж сусідня. Гармоніки нижчого порядку (з порядком до 5го) не вимагають вузької полоси резонансу, оскільки є слабо чутливими до наявності сторонніх гармонік в спектрі, як це слідує з рис. 2.8.

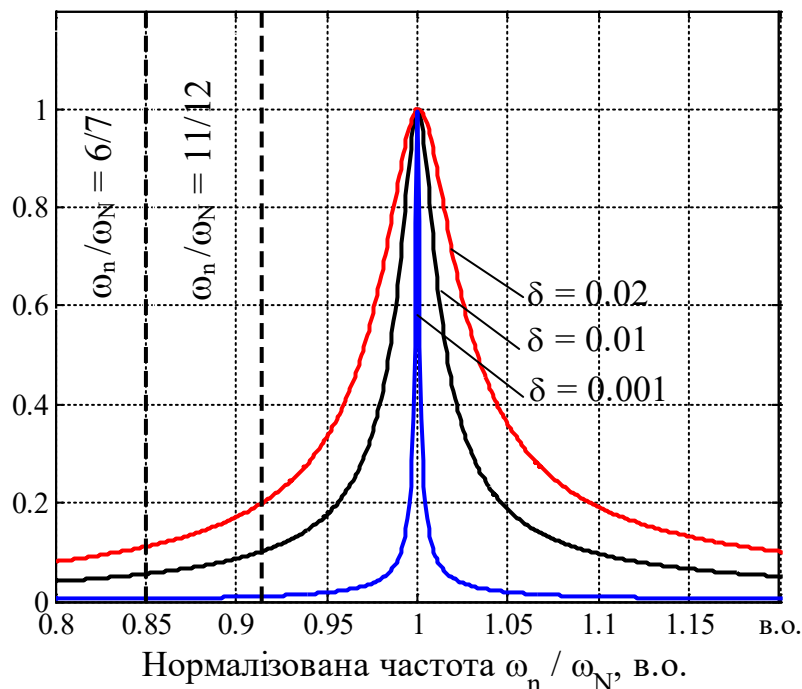


Рисунок 2.8 – Амплітудно частотна характеристика похибки оцінювання сторонніх гармонік

Наприклад, для коефіцієнта демпфування  $\delta = 0.01$  спостерігача 12-ої гармоніки ( $\omega_N = 12$ ), наявність 11-ої гармоніки ( $\omega_n = 11$ ) в спектрі струму навантаження (при цьому у відносних одиницях  $\omega_n / \omega_N = 0.91$  на рис. 2.8) призведе до появи похибки оцінювання 11%, в той час як при значенні коефіцієнта демпфування  $\delta = 0.001$  величина похибки становить менше 2%. Підтвердження цьому можна також отримати з FFT оціненого струму та перехідного процесу похибки оцінювання спостерігача 12-ої гармоніки, представлених на рис. 2.9 при  $\delta = 0.001$  (а) і  $\delta = 0.01$  (б). Умови тесту, результати якого представлені на рис. 2.9, наступні. Від спостерігача 12-ої гармоніки вимагається оцінити струм навантаження, який має тільки гармоніку 11-го порядку.

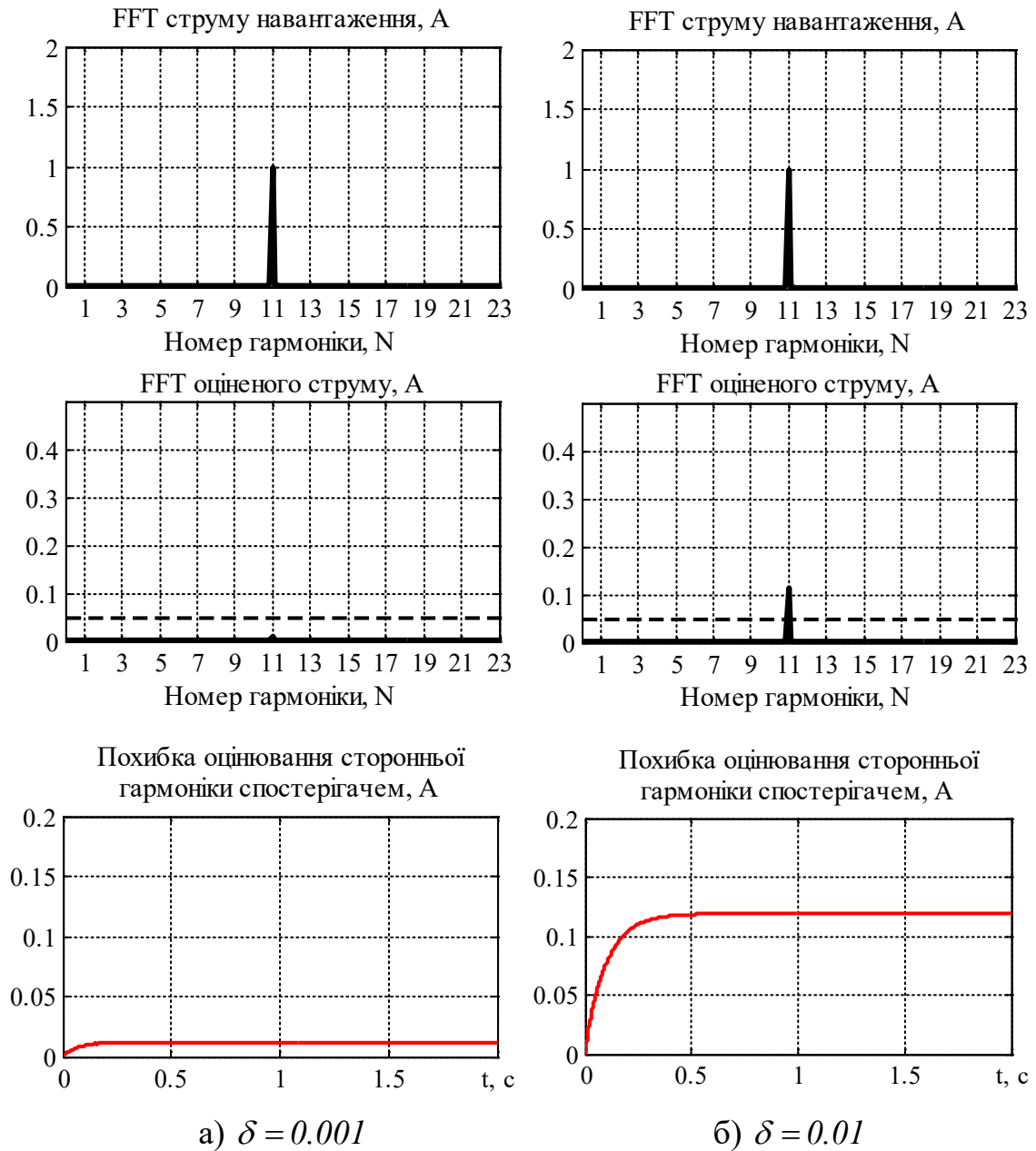


Рисунок 2.9 – Графіки оцінювання сторонніх гармонік спостерігачем 12-ої гармоніки

З наведеного розгляду слідує, що налаштування спостерігачів гармонік вищого порядку вимагає визначення коефіцієнту демпфування  $\delta$  окремо для спостерігача кожної з гармонік для забезпечення прийнятного рівня похибки оцінювання.

### 2.3.4 Визначення коефіцієнту $\delta$ в умовах дії канонічних гармонік

Наступний етап досліджень було проведено для визначення значень коефіцієнта демпфування  $\delta$ , які забезпечують оцінювання заданих гармонік з похибками від сторонніх гармонік, які не перевищують задані значення.

Як слідує з рис. 2.3 – рис. 2.5, а також рис. 2.8, збільшення величини коефіцієнту демпфування забезпечує більш швидке оцінювання гармонік, проте призводить до розширення полоси резонансу і, як наслідок, до ймовірності оцінювання також найближчої сторонньої гармоніки.

Для того, щоб уникнути хибного оцінювання, спричиненого наявністю сторонніх гармонік, і при цьому зберегти прийнятні динамічні властивості спостерігача гармонік та властивості селективності, розглянемо наявні гармоніки трифазної мережі та їх належність до симетричних послідовностей. Відповідно до [10], [11], [125], [129] гармоніка трифазної мережі може бути гармонікою прямої, зворотної або нульової послідовності.

Оскільки в симетричних трипровідних трифазних мережах парні гармоніки, а також гармоніки, кратні трьом, є нехтувано малими [6], [7], то для подальшого дослідження будемо вважати, що парні гармоніки та гармоніки з порядком, кратним трьом, відсутні у спектрі струму навантаження, а отже не спричинятимуть появи похибок оцінювання. Зокрема, як показано в [7], трифазні споживачі електроенергії, побудовані на основі 6-пульсних схем, є джерелами гармонік з порядком  $6k \pm 1, k \in \mathbb{Z}$ , які прийнято називати канонічними. Сучасні векторно-керовані та частотні електроприводи електричних двигунів, які побудовані на основі 6-пульсного випрямляча з проміжною ланкою постійного струму, є типовими і найбільш розповсюдженими споживачами електроенергії, що додатково підтверджує правомірність такого підходу до конфігурації системи керування САФ.

Відповідно до теорії оцінювання, що розглядається, спостерігач сконструйовано на основі підходу внутрішньої моделі, згідно з яким вважається,



що сигнали прямої та зворотної послідовностей формуються гармонічним осцилятором (2.5). Один спостерігач (2.8) може оцінювати одночасно дві гармоніки – прямої та зворотної послідовності, так як складається з двох рівнянь для оцінювання компонент прямої послідовності, та двох рівнянь для оцінювання компонент зворотної послідовності. При переході із стаціонарної системи координат  $(a-b)$  в систему координат  $(d-q)$  має місце зсув порядку гармонік, проте послідовність гармоніки при переході залишається однаковою. Відповідність послідовностей трифазної системи, гармонікам, представленим в системі координат  $(d-q)$ , надано в табл.2.1, де символ «+» означає належність гармоніки до прямої послідовності, а символ «-» - до зворотної.

Таблиця 2.1. – Відповідність порядку спостерігача гармонікам мережі

Гармоніка трифазної мережі	Гармоніка в системі координат $(d-q)$	Внутрішня модель сигналів (2.5) прямої та зворотної послідовності
7+	6+	$\begin{pmatrix} \dot{x}_{dp} \\ \dot{x}_{qp} \\ - \\ \dot{x}_{dn} \\ \dot{x}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -6\omega_m & 0 & 0 \\ 6\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & 6\omega_m \\ 0 & 0 & -6\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{dp} \\ x_{qp} \\ - \\ x_{dn} \\ x_{qn} \end{pmatrix}$ <div style="display: flex; justify-content: space-between; padding: 0 10px;"> <div>для прямої послідовності</div> <div>для зворотної послідовності</div> </div>
5-	6-	
13+	12+	$\begin{pmatrix} \dot{x}_{dp} \\ \dot{x}_{qp} \\ - \\ \dot{x}_{dn} \\ \dot{x}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -12\omega_m & 0 & 0 \\ 12\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & 12\omega_m \\ 0 & 0 & -12\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{dp} \\ x_{qp} \\ - \\ x_{dn} \\ x_{qn} \end{pmatrix}$ <div style="display: flex; justify-content: space-between; padding: 0 10px;"> <div>для прямої послідовності</div> <div>для зворотної послідовності</div> </div>
11-	12-	
19+	18+	$\begin{pmatrix} \dot{x}_{dp} \\ \dot{x}_{qp} \\ - \\ \dot{x}_{dn} \\ \dot{x}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -18\omega_m & 0 & 0 \\ 18\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & 18\omega_m \\ 0 & 0 & -18\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{dp} \\ x_{qp} \\ - \\ x_{dn} \\ x_{qn} \end{pmatrix}$ <div style="display: flex; justify-content: space-between; padding: 0 10px;"> <div>для прямої послідовності</div> <div>для зворотної послідовності</div> </div>
17-	18-	

Таким чином, відповідно до (2.4), а також табл.2.1, спостерігач 6-ї гармоніки, сконструйований в системі координат  $(d-q)$ , дозволяє одночасно

оцінювати 7-му гармоніку трифазної мережі, оскільки це гармоніка прямої послідовності, та 5-ту гармоніку, оскільки це гармоніка зворотної послідовності [1], [129].

Для подальшого дослідження будемо вважати, що гармонічний склад струму мережі представлено гармоніками, які наведено в табл.2.1. Дане припущення дає можливість значно збільшити величину коефіцієнту демпфування  $\delta$  без значних втрат властивостей селективності, що додатково знижує вимоги до обчислювальної потужності керуючого контролера.

З метою визначення необхідного коефіцієнта  $\delta$  побудовано сімейство амплітудно-частотних характеристик, які представлено на рис. 2.10. Відповідно до рис. 2.10, для значення коефіцієнта демпфування  $\delta = 0.02$ , похибка оцінювання, наприклад, 18-ої гармоніки для спостерігача 12-ої гармоніки буде становити 5%, а похибка оцінювання 6-ої гармоніки значно менше 5%. Аналогічне твердження буде справедливим і для інших гармонічних частот та значень коефіцієнтів демпфування.

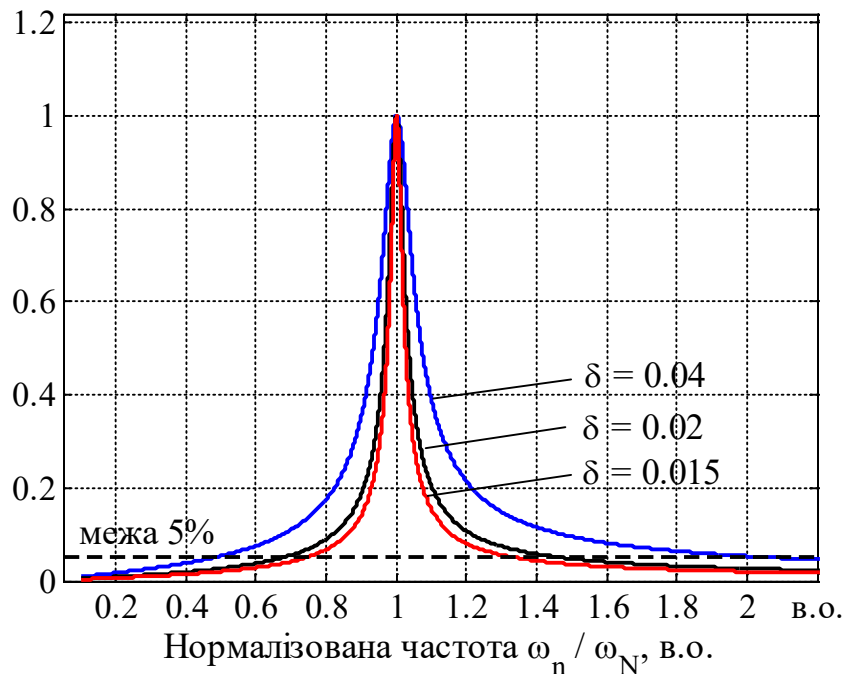


Рисунок 2.10 – АЧХ похибки оцінювання сторонніх гармонік

Для дослідження впливу коефіцієнта демпфування  $\delta$  на властивості селективності спостерігача гармоніки з порядком  $k$  ця гармоніка була відсутня в

спектрі, а сусідні збуджуючі гармоніки присутні. Було прийнято, що коефіцієнт демпфування  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$  вважається прийнятним в тому випадку, коли похибка оцінювання, яка обумовлена присутністю сусідньої гармоніки не перевищує 5%. На основі отриманих коефіцієнтів демпфування, значення яких представлено в табл. 2.2, формується матриця зворотних зв'язків спостерігача  $\mathbf{K}$ . Варто відзначити, що під формулюванням «порядок спостерігача» мається на увазі номер гармоніки, яку цей спостерігач оцінює.

В табл. 2.2 представлено граничні значення коефіцієнтів демпфування для кожного спостерігача гармонік, при яких зберігаються властивості селективності спостерігачів, разом з цим досягається підвищення швидкодії оцінювання. Аналогічним шляхом можливо визначити значення коефіцієнтів  $\delta$  і для іншого рівня селективності. Опис процедури визначення коефіцієнтів демпфування  $\delta$  надано в Додатку В.

Таблиця 2.2. – Допустимі значення коефіцієнтів демпфування

Порядок гармоніки в трифазній системі координат	5, 7	11, 13	17, 19
Порядок спостерігача в системі координат $(d-q)$	6	12	18
$\delta$	0.04	0.02	0.015

Тестування системи при налаштуванні спостерігачів гармонік на основі значень коефіцієнтів демпфування  $\delta$ , представлених в табл. 2.2, проведено в наступних умовах. Гармонічний склад струму навантаження, представлено в системі координат  $(a-b)$  гармоніками прямої (7, 13, 19) та зворотної (5, 11, 17) послідовності одиничної амплітуди. Для оцінювання наявних гармонік в системі координат  $(d-q)$  реалізовано спостерігачі 6-ої, 12-ої та 18-ої гармонік. На рис. 2.11 представлено FFT струму трифазної мережі (в системі координат  $(a-b)$ ), FFT оціненого спостерігачем струму (в системі координат  $(d-q)$ ), перехідні процеси похибки оцінювання гармонічного складу, а також розташування полюсів для спостерігачів з постійним  $\delta = 0.015$  (рис. 2.11, а) та налаштуванням відповідно до табл. 2.2 (рис. 2.11, б).

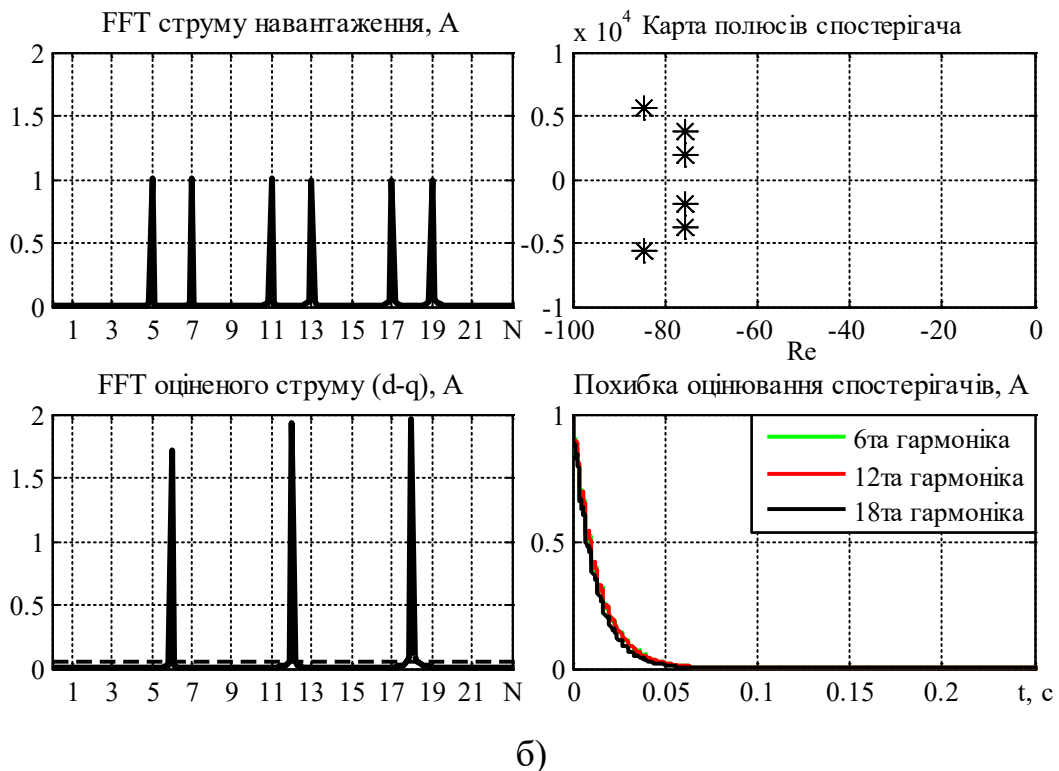
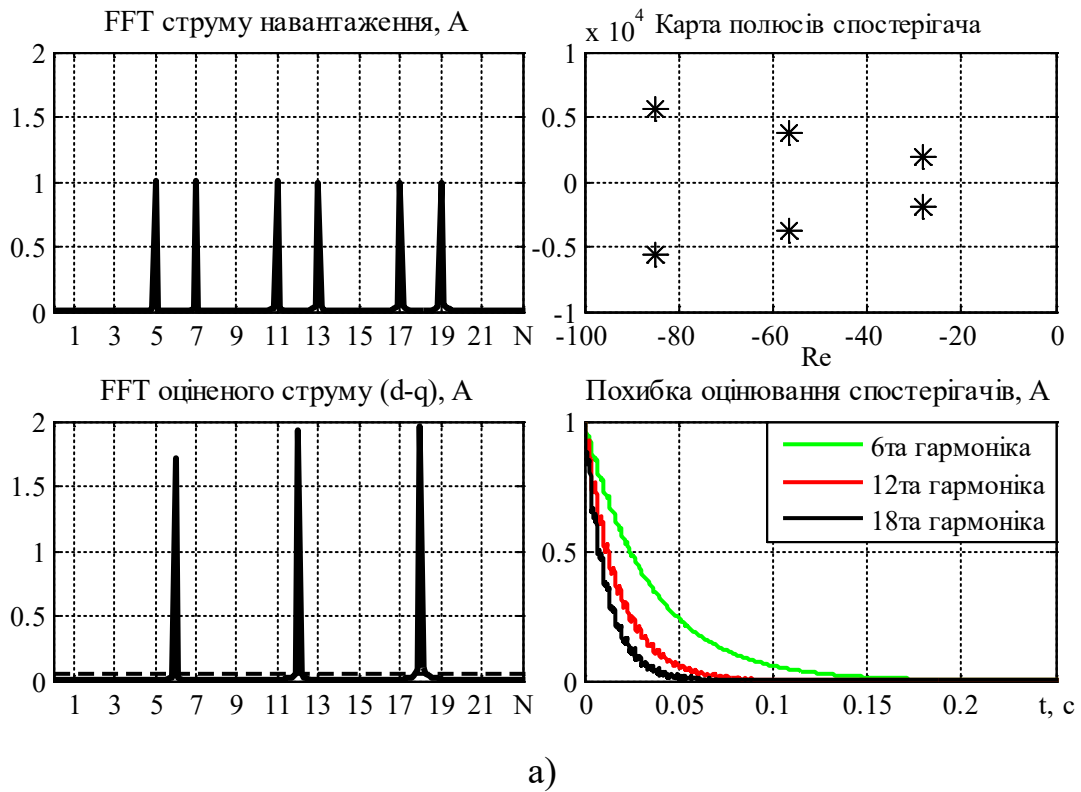


Рисунок 2.11 – Показники оцінювання струмів трифазної мережі

а)  $\delta_6 = \delta_{12} = \delta_{18} = 0.015$ ; б)  $\delta_6 = 0.04$ ,  $\delta_{12} = 0.02$ ,  $\delta_{18} = 0.015$

Із графіків, які представлено на рис. 2.11 слідує, що обидва спостерігача, як при незмінному  $\delta = 0.015$ , так і зі значеннями  $\delta$  у відповідності до табл.2.2 мають

однакові FFT струму навантаження та його оцінок. Похибки оцінювання в усталеному режимі нехтувано малі. В той же час швидкодія спостерігача в умовах компромісного налаштування в 2-3 рази вище у порівнянні з налаштуванням при  $\delta = const$ , що також слідує з розташування полюсів на комплексній площині.

Таким чином сутність запропонованого методу налаштування спостерігача полягає в тому, що, на відміну від стандартного налаштування [5]-[7], значення коефіцієнта демпфування  $\delta$  не є постійним для усіх гармонік, а залежить від їх номеру. Полюси спостерігачів гармонік при такому методі налаштування для похибки оцінювання 5% розташовуються приблизно на однаковій відстані  $r \in (75 - 85)$  від уявної осі на комплексній площині, як це показано на рис. 2.11. Еквідистентне відносно уявної осі комплексної площини розташування полюсів гарантує, що оцінка кожної гармоніки затухає з однаковою швидкістю, в той час як значення коефіцієнта демпфування зменшується зі збільшенням порядку гармоніки.

З точки зору теорії спостерігачів розроблений метод показує, що розрахунок коефіцієнтів налаштування матриці зворотних зв'язків  $\mathbf{K}$  спостерігача (2.16) доцільно виконувати виходячи з еквідистентного розташування полюсів спостерігача на комплексній площині. Сформувавши задане розташування полюсів у вигляді

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} -r - j\omega_{nh} \\ -r + j\omega_{nh} \\ -r + j\omega_{nh} \\ -r - j\omega_{nh} \end{pmatrix}, \quad (2.19)$$

проводиться розрахунок коефіцієнтів  $k_1, k_2$  матриці  $\mathbf{K}$  за допомогою програмних засобів автоматизованого проектування систем керування, наприклад, в середовищі MatLab. Відмітимо, що кількість слабодемпфованих полюсів спостерігача за умови запропонованого налаштування зменшилася, що спрощує його програмну реалізацію. При цьому розрахунок коефіцієнтів спостерігача проводиться одноразово на етапі його проектування.

### 2.3.5 Чутливість спостерігача гармонік до сусідніх гармонік

У тих випадках, коли в спектрі струму навантаження присутні сторонні гармоніки, може виникнути питання чутливості спостерігача гармонік до наявності найближчих гармонік в спектрі. Це означає, що необхідно зменшити коефіцієнт демпфування  $\delta$  для забезпечення коректного оцінювання гармонічного складу струму з заданою точністю.

Гармоніки з порядком, кратним трьом, являють собою гармоніки нульової послідовності і вважаються такими, що відсутні в трипровідних мережах [11], в той час як парні гармоніки можуть бути результатами несиметричності. Для дослідження впливу сусідніх гармонік розглянемо робастність спостерігача 6-ої, 12-ої, 18-ої гармонік відносно збурення у вигляді 4-ої та 14-ої гармонік амплітудою 0.5 у спектрі струму навантаження відповідно до умов налаштувань тесту, результат якого представлено на рис. 2.11. Результати дослідження робастності представлено на рис. 2.12.

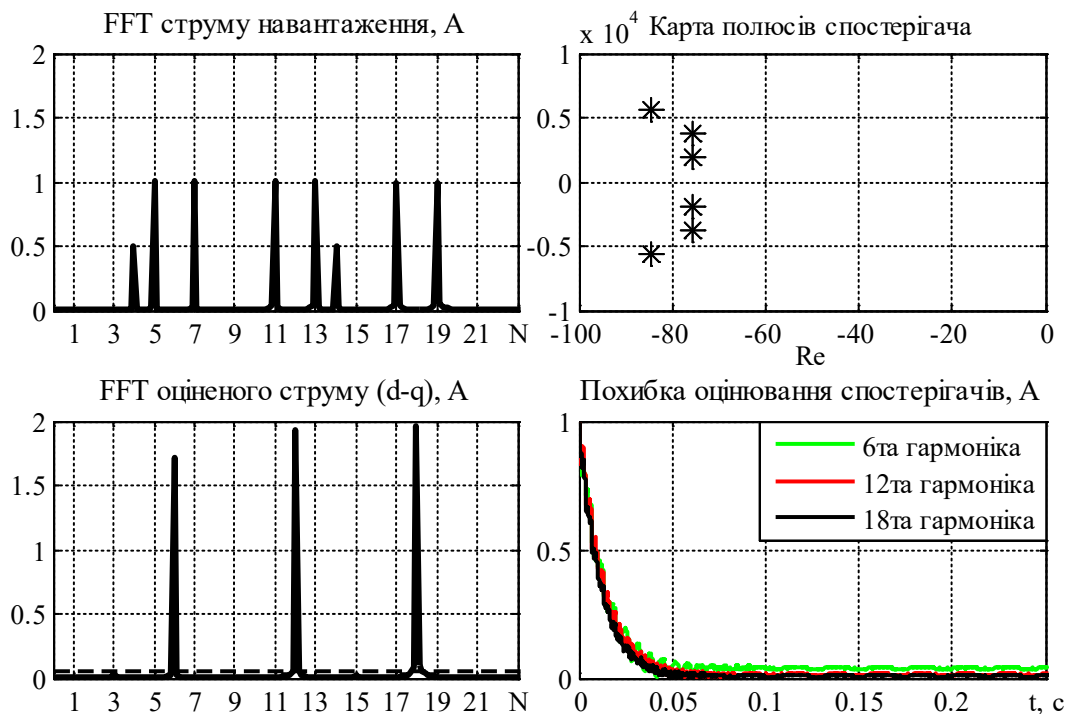


Рисунок 2.12 – Показники оцінювання струмів трифазної мережі при  $\delta_6 = 0.04$ ,

$$\delta_{12} = 0.02, \delta_{18} = 0.015 \text{ за наявності збурень}$$

Із графіків на рис. 2.12 слідує достатня робастність оцінювання, оскільки похибки оцінювання кожної з гармонік знаходяться в межах 5-відсоткової зони. В той же час присутність більш суттєвих збурень вимагає корекції налаштувань спостерігача.

Розглянемо парні гармоніки трифазної мережі, а саме гармоніки з порядком 2 та 4. Гармоніка другого порядку є гармонікою зворотної послідовності, а гармоніка з порядком 4 є гармонікою прямої послідовності. Обидві ці гармоніки можна оцінити за допомогою спостерігача 3ої гармоніки, спроектованого в системі координат  $(d-q)$ , аналогічно представленому в попередньому пункті. Такі само міркування можна застосувати для гармонік з порядком 8 і 10, 12 і 14, 16 і 18, 20 і 22. Відповідність порядку гармонік трифазної мережі порядку спостерігачів для їх оцінювання в системі координат  $(d-q)$  представлено в табл.2.3, де гармоніки прямої послідовності відзначені символом «+», гармоніки зворотної послідовності позначені символом «-». Таким чином, відповідно до табл.2.3, для оцінювання спектру гармонік трифазної мережі з порядком до 22го необхідно спроектувати спостерігачі гармонік з порядком 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21 в системі координат  $(d-q)$ .

Таблиця 2.3 –Відповідність порядку гармонік трифазної мережі порядку спостерігачів для їх оцінювання

Порядок гармоніки в трифазній системі координат	2	4	5	7	8	10	11	13	14	16	17	19	20	22
Послідовність гармоніки	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+
Порядок спостерігача для оцінювання в системі координат $(d-q)$	3	3	6	6	9	9	12	12	15	15	18	18	21	21

Подальше дослідження та визначення допустимих значень коефіцієнтів демпфування кожного спостерігача було проведено в умовах максимально спотвореної трифазної мережі, тобто в мережі присутній весь спектр гармонік, окрім гармонік, кратних 3, оскільки вважаємо, що такі гармоніки відсутні в трипровідних

мережах [11]. Наявність у спектрі сторонніх гармонік може спричинити хибне оцінювання, відповідно до рис. 2.8, тому мету досліджень можна тепер перефразувати у наступному вигляді: знайти максимально допустимий коефіцієнт демпфування  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$ , який забезпечить оцінювання гармонік з порядком  $k+3$  та  $k-3$  з похибкою, що не перевищує задану.

В умовах дослідження вищі гармоніки мають одиничну амплітуду. Для пошуку коефіцієнтів демпфування  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$ , гармоніка з порядком  $k$  була відсутня в спектрі, а сусідні гармоніки – навпаки присутніми. Коефіцієнт демпфування  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$  вважається прийнятним в тому випадку, коли похибка оцінювання спостерігача не перевищує 5%. В табл.2.4 представлено отримані значенні коефіцієнту демпфування, при яких спостерігач гармоніки буде оцінювати сусідню гармоніку з похибкою не більше ніж 5%. На основі отриманих коефіцієнтів демпфування конструється матриця зворотних зв'язків спостерігача  $K$ . За умови налаштування спостерігачів для селективного оцінювання при значеннях коефіцієнтів демпфування  $\delta$ , що наведено в табл.2.4, похибка оцінювання не перевищуватиме рівень 5% навіть якщо в спектрі струму навантаження присутня неоцінювана гармоніка.

Таблиця 2.4 –Відповідність порядку гармонік трифазної мережі порядку спостерігачів для їх оцінювання

Порядок гармоніки в трифазній системі координат	2, 4	5, 7	8, 10	11, 13	14, 16	17, 19	20, 22
Спостерігач гармоніки в системі координат $(d-q)$	3	6	9	12	15	18	21
Коефіцієнти демпфування спостерігача	0.04	0.022	0.015	0.012	0.009	0.008	0.007

Для підтвердження коректності розрахунків було проведено наступний тест. Спостерігачі гармонік з порядком 6, 12 та 18 повинні оцінити струм нава-



нтаження, в якому присутні гармоніки з порядком від 2 до 20 одиничної амплітуди, окрім гармонік, кратним трьом. Коефіцієнти матриці зворотніх зв'язків спостерігача розраховано для заданої точності 5% відповідно до табл.2.4. Результати тесту представлено на рис. 2.13, де показано FFT струму навантаження, FFT оціненого струму в системі координат  $(a-b)$  (гармоніки з номерами 5, 7, 11, 13, 17, 19) і системі координат  $(d-q)$  (гармоніки з номерами 6, 12, 18), похибки їх оцінювання, обумовлені присутністю інших гармонік, а також карту полюсів спостерігача.

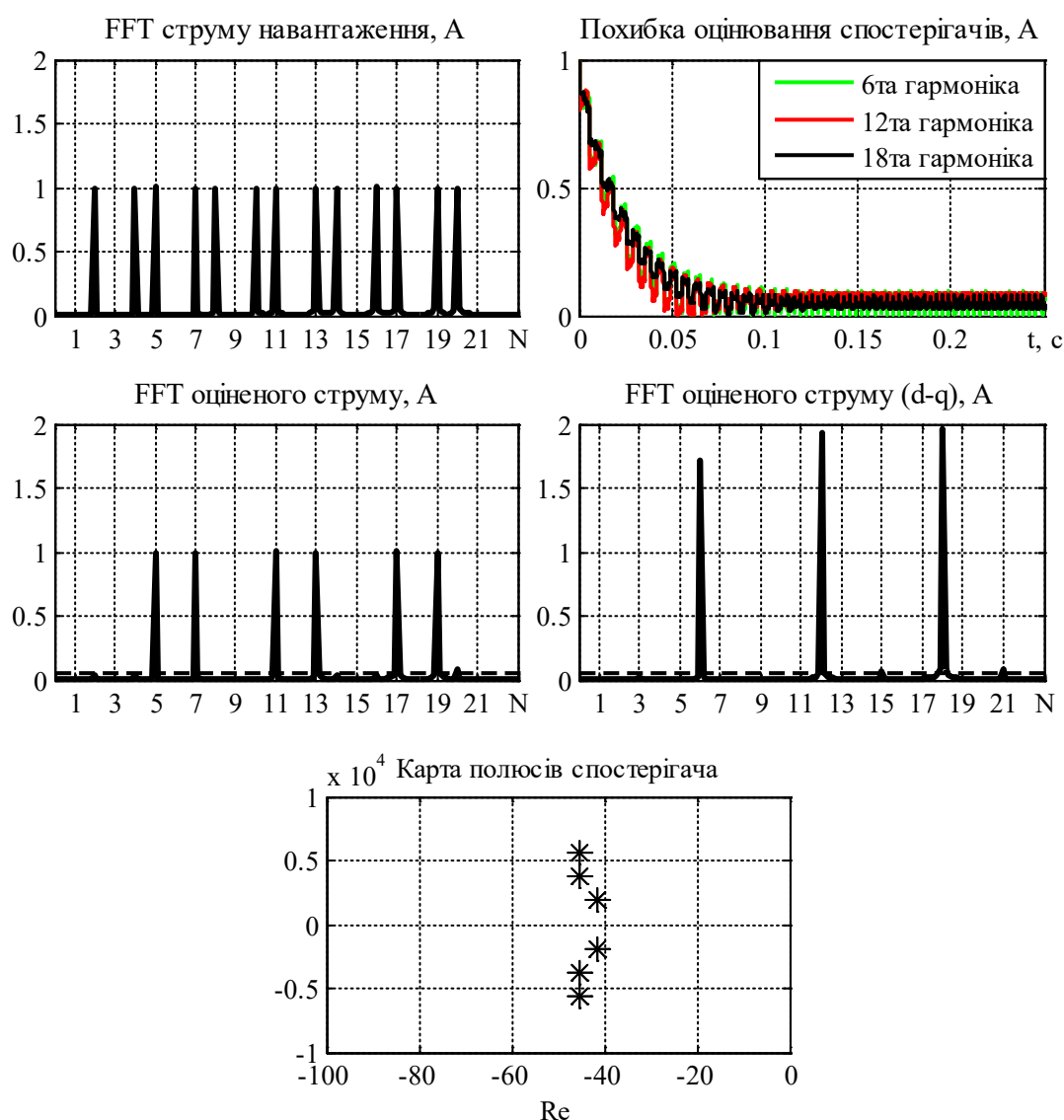


Рисунок 2.13 – Показники оцінювання струмів в умовах дії збурюючих гармонік

З графіків на рис. 2.13 слідує, що спостерігачі 6-ої, 12-ої та 18-ої гармонік оцінюють 5-ту і 7-му, 11-ту і 13-ту та 17-ту і 19-ту гармоніки трифазної мережі з

похибкою до 5% кожен. Варто відзначити, що при такому налаштуванні спостерігачів, їх полюси розташовуються практично на однаковій відстані  $r \approx 45$  від уявної осі на комплексній площині, як це слідує з карти полюсів спостерігача. Графічну інтерпретацію налаштування згідно з табл. 2.4 представлено на рис. 2.14.



Рисунок 2.14 – Відповідність коефіцієнта демпфування номеру гармоніки

### 2.3.6 Налаштування спостерігача для заданого розташування полюсів

Як показано в попередньому пункті, при налаштуванні спостерігача гармонік з властивістю селективності на основі обраного коефіцієнта демпфування  $\delta$  існує протиріччя, яке полягає в тому, що при збільшенні точності оцінювання з метою послаблення чутливості до інших гармонік значно сповільнюється процес оцінювання гармонічного складу. І навпаки, при швидкому оцінюванні гармонічного складу розширюється полоса резонансу та з'являється похибка оцінювання, яка обумовлена присутністю гармонік, які не оцінюються.

Налаштування спостерігача гармонік з  $\delta = const$ , як запропоновано в [127], вимагає встановлення «малих» значень коефіцієнта демпфування  $\delta$  для забезпечення селективності. Оцінювання гармонік при цьому є повільним, як показано на графіках перехідних процесів на рис. 2.3 – рис. 2.5. У випадку, коли оцінюються всі гармоніки, тобто селективність не передбачається, коефіцієнт демпфування можна суттєво збільшити, покращивши таким чином його динамічні властивості не порушуючи асимптотичність оцінювання.

Для забезпечення селективності в пунктах 2.3.3 – 2.3.5 запропоновано налаштування спостерігачів з розрахунком коефіцієнтів  $k_1, k_2$  матриці  $\mathbf{K}$  в (2.16) на основі визначених значень коефіцієнтів демпфування  $\delta$ . Таке налаштування передбачає, що коефіцієнт демпфування для кожного ізольованого спостерігача гармонік є різним і визначається з розгляду резонансних властивостей частотних характеристик. Проте матриця зворотніх зв'язків  $\mathbf{K}$  спостерігача є вільно конфігурованою, тобто коефіцієнти налаштування можуть обиратися і на основі інших підходів. Наприклад, встановлення величини коефіцієнтів спостерігача  $k_1, k_2$  прямопропорційно порядку гармоніки, або вибір однакових значень коефіцієнтів  $k_1, k_2$  для всього діапазону оцінювання.

Одним з підходів до налаштування спостерігача гармонік є розрахунок коефіцієнтів  $k_1, k_2$  матриці  $\mathbf{K}$  на основі заданого розташування полюсів спостерігача, які в безперервній формі записуються у вигляді (2.19), а полюси спостерігача в дискретній формі:

$$\mathbf{P}_d = \begin{pmatrix} e^{(-r - j\omega_{nh})T_s} \\ e^{(-r + j\omega_{nh})T_s} \\ e^{(-r + j\omega_{nh})T_s} \\ e^{(-r - j\omega_{nh})T_s} \end{pmatrix}. \quad (2.20)$$

Стандартним підходом для розв'язання таких задач є використання методів оптимального керування лінійними системами. Однак в даному випадку можливості застосування аналітичних методів обмежені не тільки високим порядком системи, але і специфікою досягнення властивостей селективності за рахунок резонансного характеру оцінювання гармонік.

В пунктах 2.3.3 і 2.3.5 запропоновано метод налаштування спостерігачів на основі визначення коефіцієнтів демпфування виходячи з формування ширини полюси пропускання частотної характеристики.

З результатів досліджень, представлених на рис. 2.13, слідує, що, на відміну від налаштування з постійним значенням коефіцієнту демпфування для всіх гармонік, спостерігач зі значеннями коефіцієнтів матриці  $\mathbf{K}$ , які забезпечують полюси

системи з приблизно однаковими значеннями дійсної частини комплексно-спряжених полюсів, гарантує, що оцінка кожної гармоніки затухає приблизно з однаковою швидкістю, в той час як значення коефіцієнту демпфування зменшується зі збільшенням порядку гармоніки. Розрахунок коефіцієнтів матриці корегуючих зв'язків при цьому здійснюється в програмному середовищі Matlab на основі наперед заданих значень полюсів спостерігача за допомогою команди *place()*.

Розташування полюсів спостерігачів, що відповідає даним табл.2.5 представлено на рис. 2.15, де символом «\*» позначено полюс, розрахований на основі визначеного коефіцієнту демпфування, а символом «o» – розташування полюсів на основі еквідистентного розміщення. Опис процедури визначення коефіцієнтів, що представлено в табл.2.5, надано в Додатку В.

Таблиця 2.5 – Характеристики налаштування спостерігачів

Умови налаштування	$K$	Спостерігач 6 гармоніки	Спостерігач 12 гармоніки	Спостерігач 18 гармоніки
Налаштування при $\delta = const$ для усіх спостерігачів (підрозділ 2.3.1)				
$\delta = 0.001$	$k_{1h}$	1.88	3.76	5.65
	$k_{2h}$	0.001	0.003	0.005
	$p_{1,2,3,4} = -1.88 \pm 1884.96i$ , $p_{5,6,7,8} = -3.76 \pm 3769.20i$ , $p_{9,10,11,12} = -5.65 \pm 5654.85i$			
Налаштування при $r \approx 80$				
$\delta_6 = 0.04$ , $\delta_{12} = 0.02$ , $\delta_{18} = 0.015$	$k_{1h}$	75.51	75.42	84.84
	$k_{2h}$	3.02	1.5	1.27
	$p_{1,2,3,4} = -75.51 \pm 1886.46i$ , $p_{5,6,7,8} = -75.42 \pm 3770.66i$ , $p_{9,10,11,12} = -84.84 \pm 5655.50i$			
Налаштування при $r \approx 45$				
$\delta_6 = 0.022$ , $\delta_{12} = 0.012$ , $\delta_{18} = 0.008$	$k_{1h}$	41.48	45.24	45.24
	$k_{2h}$	0.91	0.54	0.36
	$p_{1,2,3,4} = -41.48 \pm 1885.41i$ , $p_{5,6,7,8} = -45.24 \pm 3770.18i$ , $p_{9,10,11,12} = -45.24 \pm 5655.04i$			

З практичної точки зору бажане розташування полюсів може здійснюватися з  $r = \text{const}$ , значення якого визначається наявністю і амплітудами збурюючих гармонік. На рис. 2.16 – рис. 2.18 проілюстровано відмінність в частотних характеристиках для налаштування з  $\delta = \text{const}$  (рис. 2.16) та відповідно до запропонованого методу, а саме при  $\delta_6 = 0.022$ ,  $\delta_6 = 0.012$ ,  $\delta_6 = 0.008$  (рис. 2.17), та  $r = 45$  (рис. 2.18), при яких робастність по відношенню до збурюючих гармонік є однаковою.

Для ілюстрації особливостей різних налаштувань в табл.2.5 надано дані, які встановлюють взаємозв'язок між коефіцієнтами демпфування, коефіцієнтами матриці зворотніх зв'язків  $\mathbf{K}$  та полюсами спостерігача для оцінки 6-ої, 12-ої, 18-ої гармонік.

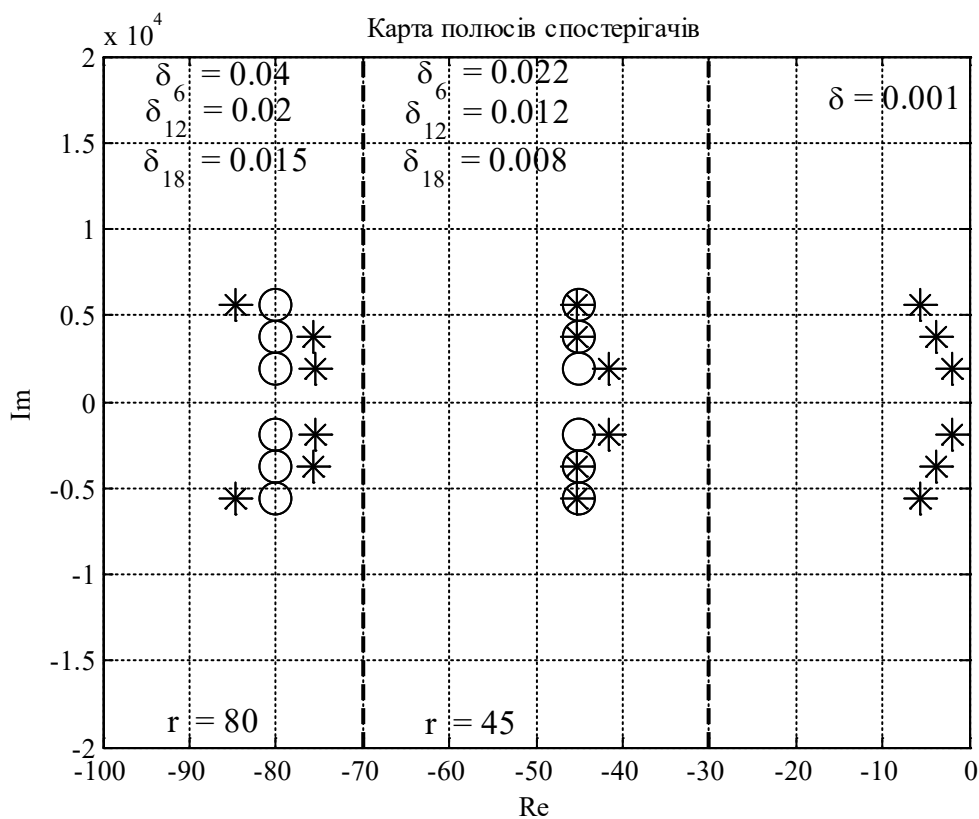
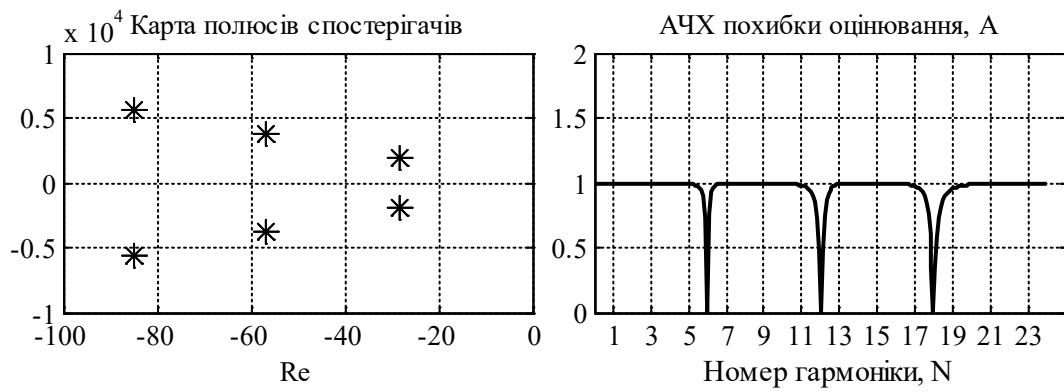
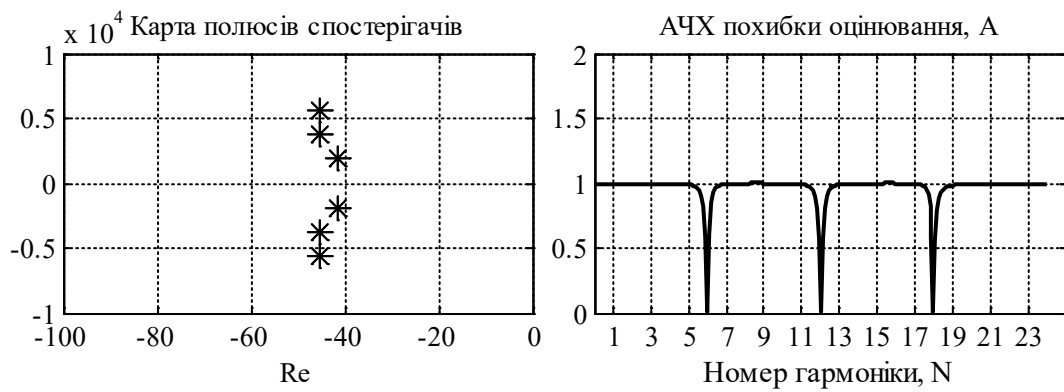
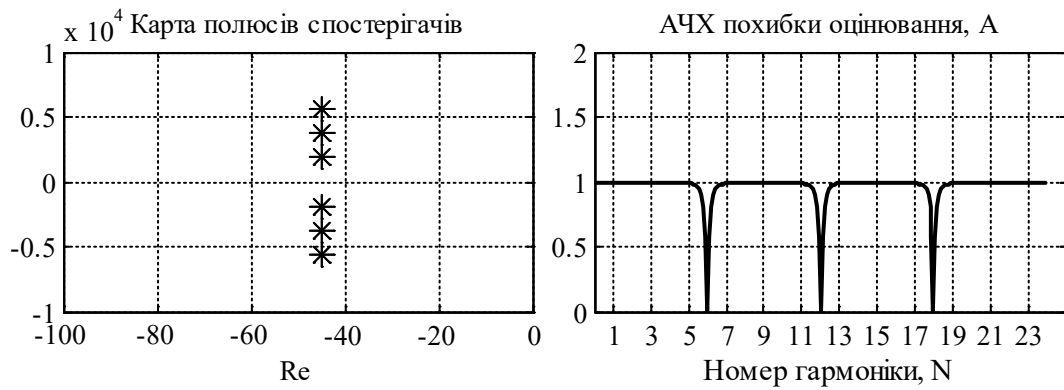


Рисунок 2.15 – Розташування полюсів для різних налаштувань спостерігачів

Рисунок 2.16 – Карта полюсів та АЧХ при  $\delta = const$ Рисунок 2.17 – Карта полюсів та АЧХ при  $\delta_6 = 0.022$ ,  $\delta_6 = 0.012$ ,  $\delta_6 = 0.08$ Рисунок 2.18 – Карта полюсів та АЧХ при  $r = 45$

## 2.4 Оцінювання гармонічного складу струму на основі фільтрованих вимірювань

Практична реалізація системи керування активним фільтром передбачає фільтрацію всіх сигналів, які надходять від аналогових давачів, для підвищення завадозахищеності. Фільтрація вимірюваних сигналів призводить до їх фазового зсуву, який буде різним для кожної гармоніки. Таким чином оцінювання гармонік на основі фільтрованих сигналів призводить до отримання хибної інформації про сигнал. Для вирішення цієї проблеми пропонується новий метод оцінювання, який використовує фільтровані сигнали струму та не призводить до фазового зсуву.

Розглянемо відфільтровані сигнали похибок оцінювання струмів, визначених як  $\tilde{i}_{La} = i_{La} - \hat{i}_{La}$ ,  $\tilde{i}_{Lb} = i_{Lb} - \hat{i}_{Lb}$  у системі координат  $(a-b)$

$$\begin{aligned}\dot{y}_a &= -\tau^{-1}y_a + \tau^{-1}i_{La} - \tau^{-1}\hat{i}_{La}, \\ \dot{y}_b &= -\tau^{-1}y_b + \tau^{-1}i_{Lb} - \tau^{-1}\hat{i}_{Lb}.\end{aligned}$$

В системі координат  $(d-q)$  вони запишуться як

$$\begin{aligned}\dot{y}_d &= -\tau^{-1}y_d + \omega_m y_q + \tau^{-1}(i_{Ld} - \hat{i}_{Ld}), \\ \dot{y}_q &= -\tau^{-1}y_q - \omega_m y_d + \tau^{-1}(i_{Lq} - \hat{i}_{Lq}),\end{aligned}\tag{2.21}$$

де  $\tau$  – стала часу фільтру.

Струми навантаження, які містять активну і реактивну складові, а також одну вищу гармоніку з частотою  $h\omega_m$  запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}i_{Ld} &= x_{d0} + x_{dp} + x_{dn}, \\ i_{Lq} &= x_{q0} + x_{qp} + x_{qn},\end{aligned}\tag{2.22}$$

а їх оцінки –

$$\begin{aligned}\hat{i}_{Ld} &= \hat{x}_{d0} + \hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn}, \\ \hat{i}_{Lq} &= \hat{x}_{q0} + \hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn}.\end{aligned}$$

Динаміку компонент вимірних струмів можна записати у формі

$$\begin{aligned}\dot{x}_{d0} &= 0, \\ \begin{pmatrix} \dot{x}_{dp} \\ \dot{x}_{qp} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -h\omega_m \\ h\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{dp} \\ x_{qp} \end{pmatrix},\end{aligned}\tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_{q0} &= 0, \\ \begin{pmatrix} \dot{x}_{dn} \\ \dot{x}_{qn} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & h\omega_m \\ -h\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{dn} \\ x_{qn} \end{pmatrix}.\end{aligned}\tag{2.24}$$

Визначивши похибки оцінювання як

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{d0} &= x_{d0} - \hat{x}_{d0}, \quad \tilde{x}_{dp} = x_{dp} - \hat{x}_{dp}, \quad \tilde{x}_{dn} = x_{dn} - \hat{x}_{dn}, \\ \tilde{x}_{q0} &= x_{q0} - \hat{x}_{q0}, \quad \tilde{x}_{qp} = x_{qp} - \hat{x}_{qp}, \quad \tilde{x}_{qn} = x_{qn} - \hat{x}_{qn},\end{aligned}$$

перепишемо (2.21) у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{y}_d &= -\tau^{-1}y_d + \omega_m y_q + \tau^{-1}(\tilde{x}_{d0} + \tilde{x}_{dp} + \tilde{x}_{dn}), \\ \dot{y}_q &= -\tau^{-1}y_q - \omega_m y_d + \tau^{-1}(\tilde{x}_{q0} + \tilde{x}_{qp} + \tilde{x}_{qn}).\end{aligned}\tag{2.25}$$

Для синтезу алгоритму оцінювання розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}I(y_d^2 + y_q^2) + \gamma_1(\tilde{x}_{d0}^2 + \tilde{x}_{q0}^2) + \gamma_2(\tilde{x}_{dp}^2 + \tilde{x}_{qp}^2 + \tilde{x}_{dn}^2 + \tilde{x}_{qn}^2)I > 0. \tag{2.26}$$

Якщо

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_{d0} \\ \dot{\tilde{x}}_{q0} \end{pmatrix} = -k_0 \begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix}, \tag{2.27}$$



$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_{dp} \\ \dot{\tilde{x}}_{qp} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -h\omega_m \\ h\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{dp} \\ \tilde{x}_{qp} \end{pmatrix} - k_l \begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix}, \quad (2.28)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_{dn} \\ \dot{\tilde{x}}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & h\omega_m \\ -h\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{dn} \\ \tilde{x}_{qn} \end{pmatrix} - k_l \begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix}, \quad (2.29)$$

то за умови  $k_0\gamma_1 = \tau^{-1}$ ,  $k_l\gamma_2 = \tau^{-1}$  похідна від (2.26) буде мати вигляд

$$\dot{V} = -\tau^{-1} (y_d^2 + y_q^2) \leq 0. \quad (2.30)$$

Для дослідження стійкості системи (2.25), (2.27)-(2.29) запишемо рівняння динаміки похибок оцінювання у матричній формі:

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_d \\ \dot{y}_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\tau^{-1} & \omega_m \\ -\omega_m & -\tau^{-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{d0} \\ \tilde{x}_{q0} \\ \tilde{x}_{dp} \\ \tilde{x}_{qp} \\ \tilde{x}_{dn} \\ \tilde{x}_{qn} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_{d0} \\ \dot{\tilde{x}}_{q0} \\ \dot{\tilde{x}}_{dp} \\ \dot{\tilde{x}}_{qp} \\ \dot{\tilde{x}}_{dn} \\ \dot{\tilde{x}}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{hP} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{hN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{d0} \\ \tilde{x}_{q0} \\ \tilde{x}_{dp} \\ \tilde{x}_{qp} \\ \tilde{x}_{dn} \\ \tilde{x}_{qn} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} k_0 & 0 \\ 0 & k_0 \\ k_l & 0 \\ 0 & k_l \\ k_l & 0 \\ 0 & k_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix},$$

або в загальній формі

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{\Gamma}^T \mathbf{x}, \\ \dot{\mathbf{x}} &= -\lambda \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{y} + \mathbf{S} \mathbf{x}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

де  $\mathbf{y} = (y_d \quad y_q)^T$ ,  $\mathbf{x} = (\tilde{x}_{d0} \quad \tilde{x}_{q0} \quad \tilde{x}_{dp} \quad \tilde{x}_{qp} \quad \tilde{x}_{dn} \quad \tilde{x}_{qn})^T$ ,  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\tau^{-l} & \omega_m \\ -\omega_m & -\tau^{-l} \end{bmatrix}$ ,

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{hP} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{hN} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}^T = -\mathbf{S},$$

$$\boldsymbol{\lambda} = \text{diag}(k_0 \quad k_0 \quad k_l \quad k_l \quad k_l \quad k_l).$$

В (2.31)  $\mathbf{A}$  є матрицею Гурвіца, яка задовольняє рішенням рівняння Ляпунова  $\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q}$ , де  $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ ,  $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$ ,  $\mathbf{Q} = \text{diag}(\tau^{-l} \quad \tau^{-l}) > 0$  в (2.30).

Система (2.31) має форму поєднання двох підсистем, що розглянута в [130] і задовольняє усі вимогам теореми про стійкість, тому положення рівноваги  $\lim_{x \rightarrow \infty} (\mathbf{y}, \mathbf{x}) = 0$  є асимптотично стійким.

У випадку  $N$  гармонік маємо

$$i_{Ld} = x_{d0} + \sum_{j=1}^N (x_{dpj} + x_{dnj}),$$

$$i_{Lq} = x_{q0} + \sum_{j=1}^N (x_{qpj} + x_{qnj}).$$

Повна оцінка  $N$  гармонік буде визначатися як

$$\hat{i}_{Ld} = \hat{x}_{d0} + \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{dpj} + \hat{x}_{dnj}),$$

$$\hat{i}_{Lq} = \hat{x}_{q0} + \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{qpj} + \hat{x}_{qnj}),$$

а матриці відповідної розмірності  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{\Gamma}$ ,  $\boldsymbol{\lambda}$ ,  $\mathbf{S}$  спостерігача гармонік

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{A} \mathbf{y} + \mathbf{\Gamma}^T \hat{\mathbf{x}}, \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= -\boldsymbol{\lambda} \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{y} + \mathbf{S} \hat{\mathbf{x}}, \end{aligned} \tag{2.32}$$

набудуть наступного вигляду:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}} &= (\hat{\mathbf{x}}_0^T, \hat{\mathbf{x}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^T)^T, & \hat{\mathbf{x}}_0 &= (\hat{\mathbf{x}}_{d0}, \hat{\mathbf{x}}_{q0})^T, & \hat{\mathbf{x}}_l &= (\hat{\mathbf{x}}_{dp1}, \hat{\mathbf{x}}_{qp1}, \hat{\mathbf{x}}_{dn1}, \hat{\mathbf{x}}_{qn1})^T, \\ \Gamma &= \left[ \begin{array}{cc|cc|cc|cc|cc} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{array} \right]^T, & \hat{\mathbf{x}}_N &= (\hat{\mathbf{x}}_{dpN}, \hat{\mathbf{x}}_{qpN}, \hat{\mathbf{x}}_{dnN}, \hat{\mathbf{x}}_{qnN})^T, \\ A_{lh} &= \begin{pmatrix} 0 & -\omega_m & 0 & 0 \\ \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 0 & -\omega_m & 0 \end{pmatrix}, & A_{Nh} &= \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_m & 0 & 0 \\ N\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_m \\ 0 & 0 & -N\omega_m & 0 \end{pmatrix}, \\ \lambda &= \text{diag}(k_0 \quad k_0 \quad k_l \quad k_l \quad \dots \quad k_l), & \mathbf{S} &= \text{blockdiag}[0, A_{lh} \dots A_{Nh}],\end{aligned}$$

Таким чином спостерігач гармонік (2.32), побудований на основі фільтрованих вимірювань, гарантує збіжність оцінювання усього спектру присутніх гармонік.

Перевагою даного спостерігача є свобода у виборі коефіцієнтів матриці корегуючих зв'язків  $\lambda$ , що дає можливість здійснювати оптимізацію лінійної системи (2.32) будь-яким відомим методом з теорії лінійних систем. Така можливість обумовлена тим, що система (2.32) є асимптотично стійкою для усіх  $\lambda > 0$ . На рис. 2.19 представлено розташування полюсів спостерігача та перехідні процеси похибки оцінювання струму в умовах тестування, аналогічних з використаними у підрозділі 2.3. Параметри налаштування спостерігача (2.32) встановлено наступними:  $k_0 = k_l \dots k_{20} = 50$  та  $\tau = 0.2$  мс. Як видно з графіків перехідних процесів, спостерігач (2.32) забезпечує більш швидше оцінювання заданих гармонік струму, ніж спостерігач (2.16), проте не забезпечує властивостей селективності оцінювання.

Структурну схему спостерігача гармонік представлено на рис. 2.20. На рисунку позначено  $u_{la}, u_{lb}$  – вимірюєна напруга мережі,  $i_{La}, i_{Lb}$  – вимірюєні струми наван-

таження,  $T_{dq \rightarrow ab} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_m t) & -\sin(\omega_m t) \\ \sin(\omega_m t) & \cos(\omega_m t) \end{bmatrix}$  – зворотне перетворення Парка.

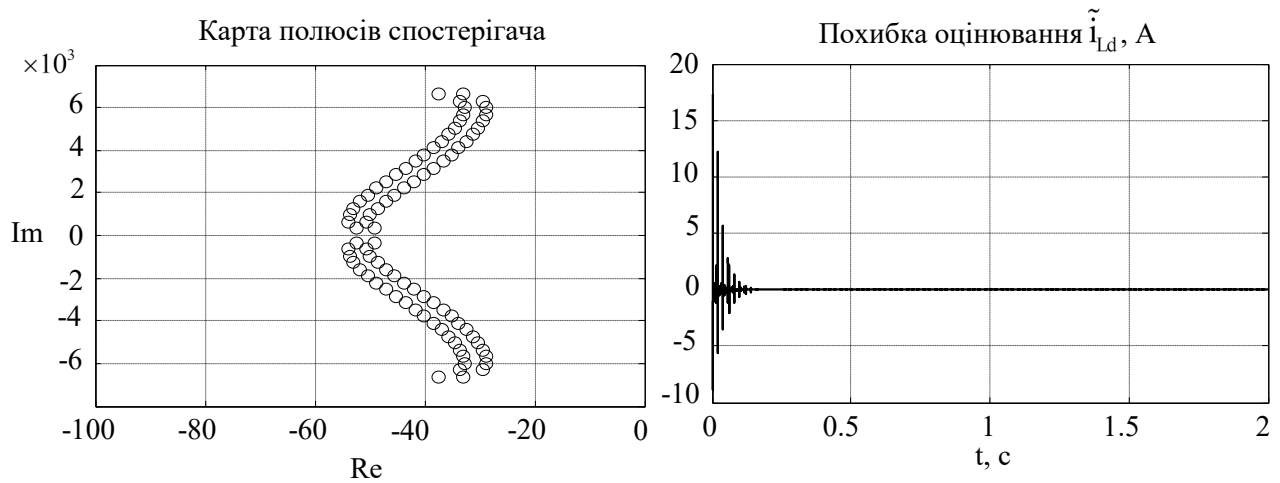


Рисунок 2.19 – Карта полюсів та перехідний процес похибки оцінювання струму

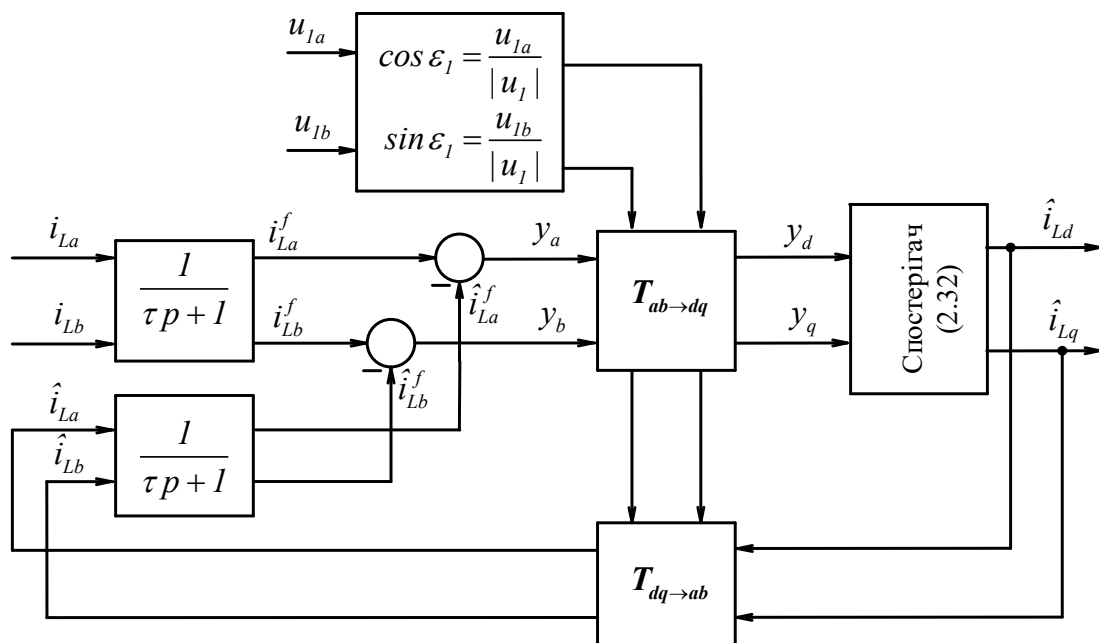


Рисунок 2.20 – Структурна схема спостерігача про використанні фільтрованих вимірювань

## Висновки по розділу 2

Для забезпечення коректного оцінювання гармонічного складу мережі спостерігач гармонік повинен забезпечувати наступні вимоги: асимптотичність оцінювання, висока швидкодія, нечутливість до наявності сигналів сторонніх частот в спектрі струму, простота технічної реалізації. Представлено два спос-

терігача гармонічного складу струму, оснований на розділенні трифазного сигналу на компоненти прямої та зворотної послідовності. Методом математичного моделювання досліджено їх динамічні та статичні властивості і встановлено.

1. Спостерігач гармонічних компонент прямої та зворотної послідовностей забезпечує селективне виявлення обраних гармонік струму на основі виміряного струму навантаження. Показано, що при природньому налаштуванні цього спостерігача, тобто на основі підбору підходящого коефіцієнту демпфування, наявним є протиріччя, яке полягає в тому, що зменшення величини коефіцієнту демпфування призводить до набуття властивостей селективності із втратою швидкодії оцінювання, в той час як його збільшення призводить до втрати властивостей селективності при підвищенні швидкодії.

2. Запропоновано метод налаштування спостерігачів гармонік який дозволить досягти збереження властивостей селективності виявлення гармонік з підвищенням швидкодії оцінювання, а також знизити вимоги до обчислювальної здатності за рахунок збільшення значення коефіцієнту демпфування спостерігача.

3. Встановлено залежність між значеннями коефіцієнту демпфування спостерігача та властивостями селективності, що дало змогу встановити максимально допустимі значення коефіцієнтів демпфування, при яких виявлення гармонік відбувається з похибкою, що не перевищує задану.

4. Запропоновано метод синтезу адаптивного спостерігача вищих гармонік, побудованого на основі фільтрованих сигналів струмів навантаження. Розроблений спостерігач демонструє має набагато вищу завадостійкість, та не призводить до виникнення амплітудних і фазових похибок оцінювання, проте його структура не забезпечує наявності властивостей селективності, і тому його застосування доцільне тоді, коли є потреба оцінити та компенсувати весь обраний діапазон вищих гармонік.

### 3 КЕРУВАННЯ СТРУМАМИ ТА НАПРУГОЮ ЛАНКИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

Розглянуті в другому розділі спостерігачі гармонік дають можливість виявити наявні гармоніки та сформувати керуючі дії для контурів регулювання струмів.

В даному розділі, базуючись на моделі силового активного фільтра, представлено два методи керування струмами САФ. Перший метод базується на основі розділення процесів оцінювання гармонік та регулювання струмів (пряме оцінювання гармонік). В цьому випадку спостерігач гармонік лише оцінює гармонічний склад струму та формує завдання на компенсацію для контуру регулювання. Другий метод – на основі адаптивного контуру регулювання струмів, який одночасно забезпечує регулювання струмів і оцінювання вищих гармонік, які при цьому розглядаються як збурення. Для забезпечення стійкості САФ в процесі формування струму компенсації необхідно підтримувати напругу ланки постійного струму в заданому діапазоні. В даному розділі розроблено новий метод стабілізації напруги в ланці постійного струму на основі регулювання усередненої напруги, який не спотворює вихідний струм фільтра.

Основні результати цього розділу представлено в публікаціях [131]–[133].

#### 3.1 Математична модель САФ

Схему силової частини САФ представлено на рис. 3.1, де позначено  $C$  – конденсатор ланки постійного струму,  $L$  – вихідні дроселі, які формують струми фільтра  $i_A, i_B, i_C$  шляхом регулювання заданих вихідних напруг  $u_A^*, u_B^*, u_C^*$  інвертора з ключами  $VT_1 - VT_6$ ,  $u_{mA}, u_{mB}, u_{mC}$  – напруги мережі,  $i_{mA}, i_{mB}, i_{mC}$  – струми мережі,  $i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}$  – струми навантаження,  $V_{dc}$  – напруга ланки постійного струму,  $R$  – паразитний опір дроселів.

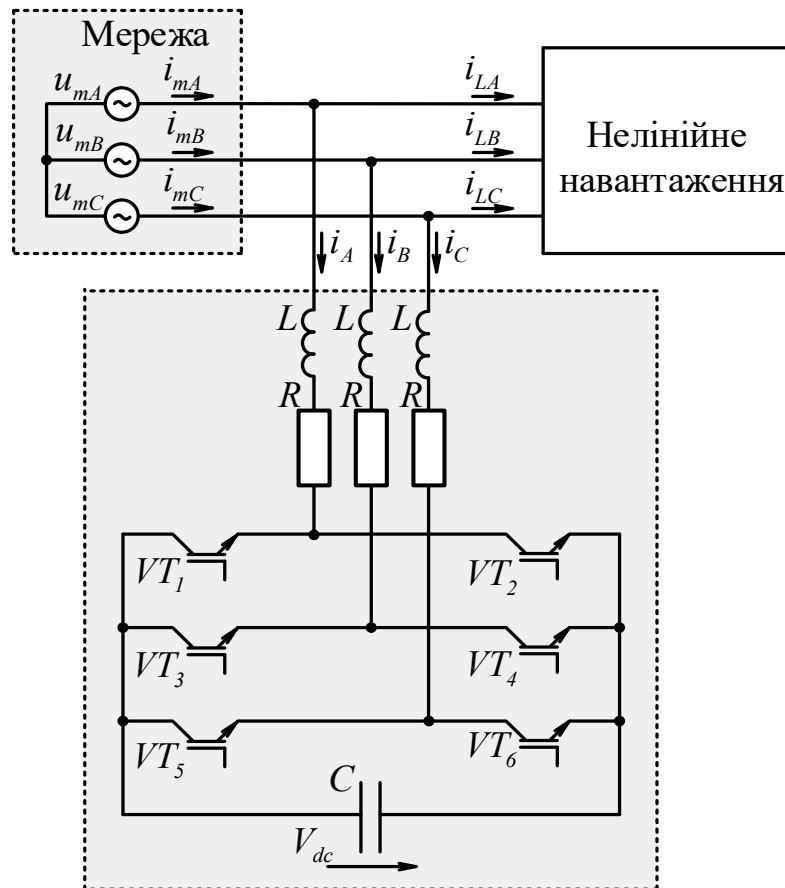


Рисунок 3.1 – Схема силової частини трифазного силового активного фільтра

Математична модель САФ має вигляд [134], [135]:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_A &= \frac{1}{L}(-Ri_A + u_{mA} - u_A^* V_{dc}), \\
 \dot{i}_B &= \frac{1}{L}(-Ri_B + u_{mB} - u_B^* V_{dc}), \\
 \dot{i}_C &= \frac{1}{L}(-Ri_C + u_{mC} - u_C^* V_{dc}), \\
 \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}(i_A u_A^* + i_B u_B^* + i_C u_C^*).
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Після перетворення трифазних змінних в (3.1) до двофазних за допомогою перетворення Кларк [136]

$$\mathbf{x}^{(a-b)} = \mathbf{T}_{3 \rightarrow 2} \mathbf{x}^{(ABC)},$$

$$\mathbf{T}_{3 \rightarrow 2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

отримаємо динамічну модель САФ в двофазній системі координат  $(a-b)$ :

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= \frac{1}{L} (-Ri_a + u_{ma} - u_a^* V_{dc}), \\ \dot{i}_b &= \frac{1}{L} (-Ri_b + u_{mb} - u_b^* V_{dc}), \\ \dot{V}_{dc} &= \frac{3}{2C} (i_a u_a^* + i_b u_b^*). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Для побудови алгоритму керування струмами і напругами, динамічна модель (3.3) перетворюється в систему координат  $(d-q)$ , яка орієнтована за вектором напруги мережі згідно рівнянь

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= \mathbf{e}^{-J\varepsilon_l} \mathbf{x}^{(a-b)}, \\ \mathbf{e}^{-J\varepsilon_l} &= \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_l & \sin \varepsilon_l \\ -\sin \varepsilon_l & \cos \varepsilon_l \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\text{де } \sin \varepsilon_l = \frac{u_{mb}}{|u_m|}, \cos \varepsilon_l = \frac{u_{ma}}{|u_m|}, |u_m| = \sqrt{u_{ma}^2 + u_{mb}^2}.$$

Таким чином після перетворень (3.2), (3.4) змінні в системі координат  $(d-q)$  запишуться

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = \mathbf{e}^{-J\varepsilon_l} \mathbf{T}_{3 \rightarrow 2} \mathbf{x}^{(ABC)}, \quad (3.5)$$

а модель САФ набуде вигляду



$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_m \\ -\omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \mathbf{i} - \frac{V_{dc}}{L} \mathbf{p}^* + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \dot{V}_{dc} &= \frac{3}{2C} \mathbf{p}^{*T} \mathbf{i}, \end{aligned} \quad (3.6)$$

де  $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$  вектор струмів фільтра,  $\mathbf{p}^* = (p_d^*, p_q^*)^T$  – вектор керуючих дій інвертора,  $(p_d^*, p_q^*) \in (0, 1)$ ,  $U_m$  – амплітуда напруги мережі.

Система (3.6) є нелінійною системою третього порядку з керуючою дією розривного типу  $\mathbf{p}^*$ , яка формує широтно-імпульсну модуляцію керування інвертором. Оскільки в реальних системах частота ШІМ встановлюється такою, що усереднене значення вихідної розривної напруги інвертора може бути апроксимовано безперервною функцією, то згідно теорії усереднення для комутуючих перетворювачів [137], [138], розривні керуючі дії  $\mathbf{p}^*$  замінюються на безперервні, які обмежені за амплітудою.

Відповідно до (3.6) процеси регулювання струмів та напруги ланки постійного струму є зв'язаними, оскільки керуюча дія  $\mathbf{p}^*$  одночасно входить до рівнянь динаміки струмів та напруги, що визначає специфіку керування САФ як немінімально-фазового об'єкта керування [139].

## 3.2 Компенсація вищих гармонік струму трифазної мережі на основі інформації від спостерігача гармонік

### 3.2.1 Постановка задачі керування струмами

Припустимо, що трифазний струм навантаження  $\mathbf{i}_L$  містить сигнал основної гармоніки з частотою мережі  $\omega_m$  і одну вищу гармоніку з частотою  $n\omega_m$ .

Цей струм навантаження, відповідно до (2.1), можна розкласти на пряму та зворотну послідовності у вигляді

$$\begin{aligned}
 i_{LA}^P &= I_m \cos(\omega_m t) + I_P \cos(n\omega_m t), \\
 i_{LA}^N &= I_N \cos(n\omega_m t), \\
 i_{LB}^P &= I_m \cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_P \cos\left(n\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right), \\
 i_{LB}^N &= I_N \cos\left(n\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right), \\
 i_{LC}^P &= I_m \cos\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_P \cos\left(n\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right), \\
 i_{LC}^N &= I_N \cos\left(n\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right),
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Здійснимо перетворення рівнянь (3.7) згідно (3.4) в систему координат  $(d-q)$ , яка орієнтована за вектором напруги мережі, і тому обертається з частотою мережі живлення. В системі координат  $(d-q)$  перша гармоніка струму мережі буде представлена у вигляді двох сигналів постійного струму: сигнал активної складової струму по осі  $d$   $x_{d0}$  та сигнал реактивної складової по осі  $q$   $x_{q0}$ . Позначимо частоту вищої гармоніки  $h$  в системі координат  $(d-q)$  як  $h\omega_m$ , сигнали постійного струму –  $\mathbf{x}_{dq0} = (x_{d0} \ x_{q0})^T$ , сигнали прямої послідовності вищої гармоніки –  $\mathbf{x}_{dqp} = (x_{dp} \ x_{qp})^T$ , зворотної –  $\mathbf{x}_{dqn} = (x_{dn} \ x_{qn})^T$ .

Таким чином, струми навантаження (3.7) запишуться як

$$\begin{aligned}
 i_{Ld} &= x_{d0} + (x_{dp} + x_{dn}), \\
 i_{Lq} &= x_{q0} + (x_{qp} + x_{qn}).
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Відповідно до рис. 3.1, баланс струмів у системі координат  $(d-q)$  буде  $\mathbf{i}_m^{(d-q)} = \mathbf{i}_L^{(d-q)} + \mathbf{i}^{(d-q)}$ , де  $\mathbf{i}^{(d-q)} = (\mathbf{i}_d, \mathbf{i}_q)^T$  – струми компенсації. Завданням САФ є компенсація гармонічного спотворення та реактивної потужності, тому для

того, щоб забезпечити присутність в струмі мережі  $\mathbf{i}_m^{(d-q)}$  лише активної компоненти струму  $x_{d0}$ , тобто виконання умови  $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{i}_m^{(d-q)} = (x_{d0}, 0)^T$ , струм компенсації фільтру  $\mathbf{i}^{(d-q)}$  повинен мати протилежний знак сумі гармонічних спотворень  $(x_{dp}, x_{qp}, x_{dn}, x_{qn})$  та реактивної компоненти  $x_{q0}$ .

Виходячи з цього, цілі керування струмами САФ задаються наступною умовою:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} i_d &= x_{dp} + x_{dn}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_q &= x_{q0} + x_{qp} + x_{qn}, \end{aligned} \quad (3.9)$$

що еквівалентно:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_q &= 0, \end{aligned} \quad (3.10)$$

де  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ ,  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$  – похибки відпрацювання струмів. Завдання струмів, виходячи з (3.9), формуються як

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} i_d^* &= x_{dp} + x_{dn}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_q^* &= x_{q0} + x_{qp} + x_{qn}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Розглянемо наступну задачу керування. Нехай для моделі САФ виконуються наступні припущення:

А.1. Струми САФ  $(i_d, i_q)$ , напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$ , напруги мережі  $u_{ma}$ ,  $u_{mb}$  вимірюються.

А.2. Параметри САФ відомі сталі,  $V_{dc} \gg 0$ .

За цих умов необхідно синтезувати вектор керуючих дій  $\mathbf{p}^*$ , який гарантує досягнення цілей керування (3.10) на основі інформації про оцінені значення векторів –  $\mathbf{x}_{dq0}$ ,  $\mathbf{x}_{dqp}$ ,  $\mathbf{x}_{dqn}$ .

### 3.2.2 Синтез алгоритму відпрацювання струмів

Відповідно до припущення А.1, об'єкт (3.6) має повністю вимірюваний вектор стану, тому це дозволяє використати теорію лінеаризуючого зворотнім зв'язком керування [130].

Для моделі САФ (3.6) сконструюємо лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор, який задається рівнянням

$$\mathbf{p}^* = \frac{1}{V_{dc}} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \omega_m L \\ -\omega_m L & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i} + \begin{pmatrix} U_m \\ 0 \end{pmatrix} - \mathbf{v} \right\}, V_{dc} > 0, \quad (3.12)$$

де  $\mathbf{v} = (v_d, v_q)^T$  – додаткові керуючі дії, які будуть синтезовані далі.

Після підстановки (3.12) в (3.6) динамічна поведінка струмів фільтра набуває розв'язаної відносно процесів регулювання напруги, лінійної повністю керованої форми у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} v_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} v_q. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Оцінки струмів (3.8) запишуться як

$$\begin{aligned} \hat{i}_{Ld} &= \hat{x}_{d0} + \hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn}, \\ \hat{i}_{Lq} &= \hat{x}_{q0} + \hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn}, \end{aligned}$$

а їх похибки оцінювання

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{Ld} &= i_{Ld} - \hat{i}_{Ld} = \tilde{x}_{d0} + \tilde{x}_{dp} + \tilde{x}_{dn}, \\ \tilde{i}_{Lq} &= i_{Lq} - \hat{i}_{Lq} = \tilde{x}_{q0} + \tilde{x}_{qp} + \tilde{x}_{qn}.\end{aligned}$$

Оскільки спостерігач гармонік (2.16) не забезпечує оцінювання складових постійного струму  $x_{d0}, x_{q0}$ , то їх можна оцінити за допомогою наступного фільтра низьких частот

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_{d0} &= -\tau_f^{-1} \hat{x}_{d0} + \tau_f^{-1} i_{Ld}, \quad i_{Ld} = x_{d0} + (x_{dp} + x_{dn}), \\ \dot{\hat{x}}_{q0} &= -\tau_f^{-1} \hat{x}_{q0} + \tau_f^{-1} i_{Lq}, \quad i_{Lq} = x_{q0} + (x_{qp} + x_{qn}),\end{aligned}\tag{3.14}$$

в якому стала часу  $\tau_f$  така, що складові вищих гармонік  $(x_{dp} + x_{dn})$ ,  $(x_{qp} + x_{qn})$  після фільтрації можна вважати нехтувано малими.

Для подальшого синтезу алгоритму керування струмами запишемо рівняння (3.13) у формі похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L} \tilde{i}_d - \frac{R}{L} i_d^* + \frac{1}{L} v_d - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R}{L} \tilde{i}_q - \frac{R}{L} i_q^* + \frac{1}{L} v_q - \dot{i}_q^*.\end{aligned}\tag{3.15}$$

Сформуємо керуючі дії  $v_d, v_q$  в (3.15) у вигляді

$$\begin{aligned}v_d &= L \left( \frac{R}{L} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{il} \tilde{i}_d + z_d \right), \\ \dot{z}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \\ v_q &= L \left( \frac{R}{L} i_q^* + \dot{i}_q^* - k_{il} \tilde{i}_q + z_q \right), \\ \dot{z}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q,\end{aligned}\tag{3.16}$$

де  $\dot{i}_d^* = \dot{\hat{x}}_{dp} + \dot{\hat{x}}_{dn}$ ,  $\dot{i}_q^* = \dot{\hat{x}}_{q0} + \dot{\hat{x}}_{qp} + \dot{\hat{x}}_{qn}$  – відомі функції,  $z_d, z_q$  – інтегральні складові регуляторів струму,  $k_{il}, k_{ii}$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

Після підстановки алгоритму (3.16) в (3.15) отримаємо рівняння динаміки струмів

$$\begin{aligned}\dot{z}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_i\tilde{i}_d + z_d, \\ \dot{z}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i\tilde{i}_q + z_q,\end{aligned}\tag{3.17}$$

де  $k_i = \frac{R}{L} + k_{il}$ .

Лінійні системи другого порядку (3.17), що описують динаміку контурів регулювання струмів, асимптотично стійкі для всіх  $k_i, k_{ii} > 0$ , тому маємо

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_q &= 0,\end{aligned}\tag{3.18}$$

а оскільки спостерігач (2.8) гарантує асимптотичність оцінювання так, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{x}_{dp}, \tilde{x}_{qp}, \tilde{x}_{dn}, \tilde{x}_{dn}) = 0,$$

то струми мережі будуть

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} i_{md} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Ld} - i_d) = x_{d0}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_{mq} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Lq} - i_q) = 0,\end{aligned}$$

тобто цілі керування компенсацією вищих гармонік та реактивної потужності досягаються.

Повні рівняння алгоритму керування струмами САФ вміщують:

- регулятор струму по осі  $d$

$$p_d^* = \frac{1}{V_{dc}} \left\{ \omega_m L i_q + U_m - L \left( \frac{R}{L} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{il} \tilde{i}_d + z_d \right) \right\},$$

$$\dot{z}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d,$$

$$i_d^* = \hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn},$$

$$\dot{i}_d^* = \dot{\hat{x}}_{dp} + \dot{\hat{x}}_{dn},$$

- регулятор струму по осі  $q$

$$p_d^* = \frac{1}{V_{dc}} \left\{ -\omega_m L i_d - L \left( \frac{R}{L} i_q^* + \dot{i}_q^* - k_{il} \tilde{i}_q + z_q \right) \right\},$$

$$\dot{z}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q,$$

$$i_q^* = \hat{x}_{q0} + \hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn},$$

$$\dot{i}_q^* = \dot{\hat{x}}_{q0} + \dot{\hat{x}}_{qp} + \dot{\hat{x}}_{qn},$$

$$\text{де } \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \mathbf{e}^{-j\theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{3 \rightarrow 2} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}.$$

Керуючі дії інвертора розраховуються за рівняннями

$$\begin{pmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{3 \rightarrow 2}^{-1} \mathbf{e}^{j\theta} \begin{pmatrix} p_d^* \\ p_q^* \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$

Структурна схема системи керування струмами силового активного фільтра представлена на рис. 3.2.

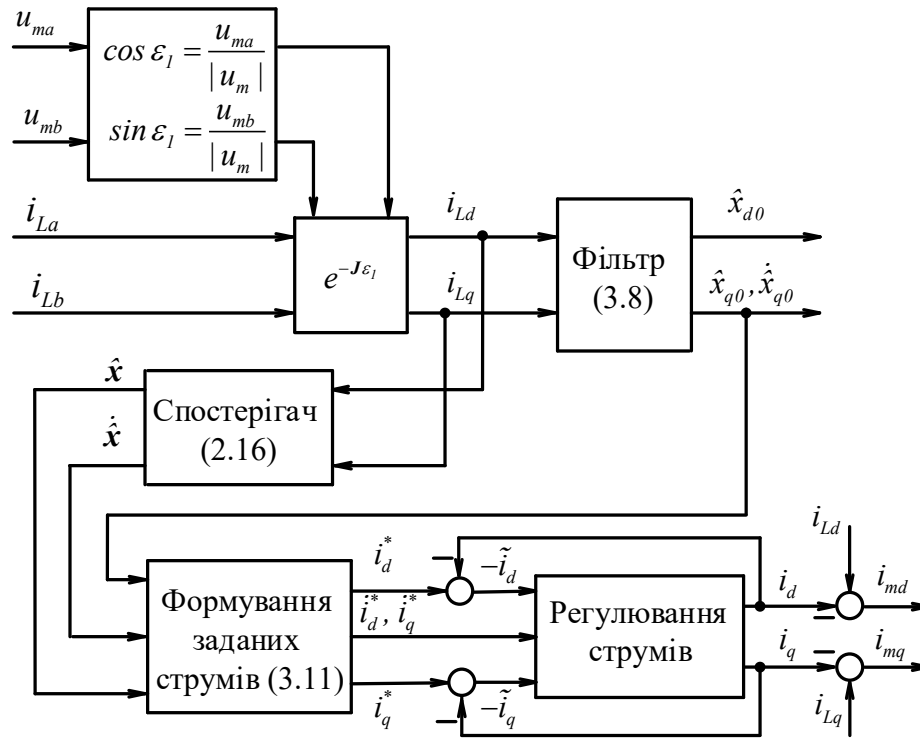


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи керування струмами САФ

Результати дослідження динаміки системи керування САФ на основі прямого оцінювання гармонік представлено на рис. 3.3. Дослідження проводилися для систем, представлених в неперервній та дискретних формах, в таких умовах: гармонічний склад струму мережі складається із суми основної гармоніки амплітудою 10 А і фазовим зсувом  $\pi/6$  рад, та 20 гармонік одиничної амплітуди та фазовим зсувом  $\pi/(i+1)$  рад. Параметри фільтра  $R = 0.12 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ мГн}$ ,  $\tau_f = 0.05$ , коефіцієнти регулятора струму прийнято рівними  $k_{il} = 70$ ,  $k_{ii} = 200$ .

Графіки перехідних процесів, які представлено на рис. 3.3, підтверджують, що синтезований алгоритм керування струмами забезпечує їх асимптотичне відпрацювання. На рис. 3.3 штриховими лініями представлено графіки напруги мережі, в той час як струми – суцільними лініями. З порівняння FFT аналізу струму навантаження та струму мережі встановлюємо повну компенсацію



гармонічного складу. Вигляд кривої скомпенсованого струму мережі наближений до синусоїдного, а взаємне розташування графіків струму та напруги мережі підтверджує повну компенсацію реактивної потужності.

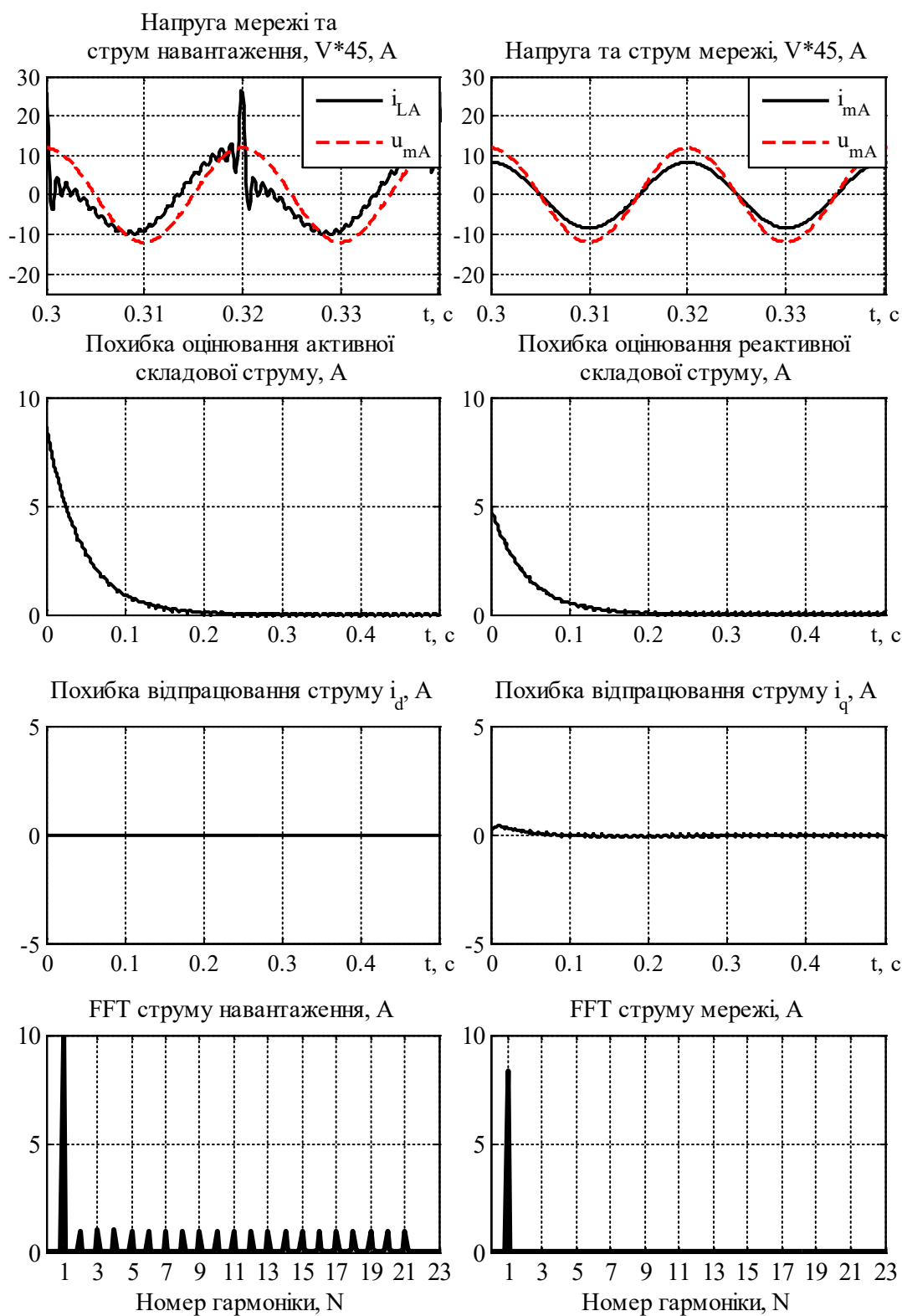


Рисунок 3.3 – Перехідні процеси в системі керування струмами САФ

### 3.3 Алгоритм відпрацювання струмів з адаптивним оцінюванням вищих гармонік

Алгоритм відпрацювання струмів, який синтезовано в підрозділі 3.2, базується на формуванні компенсуючого струму, завдання для якого отримуються за допомогою спостерігача гармонік. Як показано в розділі 2, спостерігач може оцінювати як усі гармоніки, так і обрану їх частину для селективної компенсації.

У цьому підрозділі запропоновано новий метод компенсації вищих гармонік мережі, який базується на їх адаптивному оцінюванні в процесі регулювання струмів.

#### 3.3.1 Постановка задачі керування струмами

Розглянемо наступну задачу керування. Нехай для моделі САФ (3.6) виконуються припущення А.1, А.2 підрозділу 3.2, а цілі керування (3.9) переформулюємо в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Ld} - i_d) &= \lim_{t \rightarrow \infty} i_{md} = x_{d0}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Lq} - i_q) &= \lim_{t \rightarrow \infty} i_{mq} = 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{x}_{d0}, \tilde{x}_{q0}, \tilde{x}_{dp}, \tilde{x}_{dn}, \tilde{x}_{qp}, \tilde{x}_{qn}) &= 0, \end{aligned} \quad (3.20)$$

де  $\tilde{x}_{d0} = x_{d0} - \hat{x}_{d0}$ ,  $\tilde{x}_{dp} = x_{dp} - \hat{x}_{dp}$ ,  $\tilde{x}_{dn} = x_{dn} - \hat{x}_{dn}$ ,  $\tilde{x}_{q0} = x_{q0} - \hat{x}_{q0}$ ,  $\tilde{x}_{qp} = x_{qp} - \hat{x}_{qp}$ ,  $\tilde{x}_{qn} = x_{qn} - \hat{x}_{qn}$ , – похибки оцінювання гармонічних спотворень.

За таких умов необхідно синтезувати адаптивний алгоритм регулювання струмів, який забезпечує досягнення цілей керування (3.20).

### 3.3.2 Синтез адаптивного алгоритму відпрацювання струмів

Для моделі САФ (3.6) сконструюємо лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор

$$\mathbf{p}^* = \frac{I}{V_{dc}} \left\{ \begin{pmatrix} U_m \\ 0 \end{pmatrix} - \mathbf{v}_{dq} \right\}, \quad (3.21)$$

де  $\mathbf{v}_{dq} = (v_d, v_q)^T$  – нові керуючі дії, що будуть синтезовані далі.

Після підстановки (3.21) в (3.6) динамічна поведінка струмів фільтру може бути представлена як

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L}i_d + \omega_m i_q + \frac{I}{L}v_d, \\ \dot{i}_q &= -\omega_m i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{I}{L}v_q. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Задані значення струму фільтру на основі (3.20) можна представити як

$$\begin{aligned} i_d^* &= x_{d0} + (x_{dp} + x_{dn}) - \hat{x}_{d0} = \tilde{x}_{d0} + (x_{dp} + x_{dn}), \\ i_q^* &= x_{q0} + (x_{qp} + x_{qn}). \end{aligned} \quad (3.23)$$

З (3.22) та (3.23) похибки відпрацювання струмів фільтру запишуться

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_d - \frac{R}{L}\left[\tilde{x}_{d0} + (x_{dp} + x_{dn})\right] + \omega_m i_q - \dot{\tilde{x}}_{d0} + h\omega_m x_{qp} - h\omega_m x_{qn} + \frac{I}{L}v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\omega_m i_d - \frac{R}{L}\tilde{i}_q - \frac{R}{L}\left[x_{q0} + (x_{qp} + x_{qn})\right] - h\omega_m x_{dp} + h\omega_m x_{dn} + \frac{I}{L}v_q. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Виходячи з (3.24) сформуємо адаптивний регулятор струмів

$$\begin{aligned} v_d &= L \left[ -\omega_m i_q + \frac{R}{L} (\hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn}) + \dot{\tilde{x}}_{d0} - h\omega_m \hat{x}_{qp} + h\omega_m \hat{x}_{qn} - k_{il} \tilde{i}_d \right], \\ v_q &= L \left[ \omega_m i_d + \frac{R}{L} (\hat{x}_{q0} + \hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn}) + h\omega_m \hat{x}_{dp} - h\omega_m \hat{x}_{dn} - k_{il} \tilde{i}_q \right], \end{aligned} \quad (3.25)$$

де  $\hat{x}$  – відповідні оцінки, а  $\tilde{x} = x - \hat{x}$  – похибки оцінювання,  $k_{il}$  – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму. Підставивши (3.25) в (3.24) отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів і оцінювання гармонічних складових

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_i \tilde{i}_d - \frac{R}{L} \tilde{x}_{d0} - \frac{R}{L} (\tilde{x}_{dp} + \tilde{x}_{dn}) - h\omega_m (\tilde{x}_{qp} - \tilde{x}_{qn}), \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i \tilde{i}_q - \frac{R}{L} \tilde{x}_{q0} - \frac{R}{L} (\tilde{x}_{qp} + \tilde{x}_{qn}) + h\omega_m (-\tilde{x}_{dp} + \tilde{x}_{dn}), \end{aligned} \quad (3.26)$$

де  $k_i = \left( \frac{R}{L} + k_{il} \right).$

Для синтезу алгоритму оцінювання складових струму навантаження розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{I}{2} \left[ (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) + \gamma_1 (\tilde{x}_{d0}^2 + \tilde{x}_{q0}^2) + \frac{I}{\gamma_2} (\tilde{x}_{dp}^2 + \tilde{x}_{qp}^2 + \tilde{x}_{dn}^2 + \tilde{x}_{qn}^2) \right], \quad (3.27)$$

похідна від якої буде

$$\dot{V} = -k_i (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) \leq 0, \quad (3.28)$$

якщо

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{x}}_{d0} &= k_l \tilde{i}_d, \\
\dot{\tilde{x}}_{dp} &= -h\omega_m \tilde{x}_{qp} + \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_d + \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{x}}_{qp} &= h\omega_m \tilde{x}_{dp} + \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_q - \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_d, \\
\dot{\tilde{x}}_{q0} &= k_l \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{x}}_{dn} &= h\omega_m \tilde{x}_{qn} + \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_d - \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{x}}_{qp} &= -h\omega_m \tilde{x}_{dn} + \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_q + \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{3.29}$$

де  $\gamma_l k_l = \frac{R}{L}$ ,  $k_l, \gamma_2$  – коефіцієнти налаштування.

Для дослідження стійкості (3.26), (3.29) запишемо рівняння динаміки похибок оцінювання в матричній формі

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -k_l & 0 \\ 0 & -k_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -h\omega_m & -\frac{R}{L} & h\omega_m \\ 0 & -\frac{R}{L} & -h\omega_m & -\frac{R}{L} & h\omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{d0} \\ \tilde{x}_{q0} \\ \tilde{x}_{dp} \\ \tilde{x}_{qp} \\ \tilde{x}_{dn} \\ \tilde{x}_{qn} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_{d0} \\ \dot{\tilde{x}}_{q0} \\ \dot{\tilde{x}}_{dp} \\ \dot{\tilde{x}}_{qp} \\ \dot{\tilde{x}}_{dn} \\ \dot{\tilde{x}}_{qn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{hP} & 0 \\ 0 & 0 & A_{hN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{d0} \\ \tilde{x}_{q0} \\ \tilde{x}_{dp} \\ \tilde{x}_{qp} \\ \tilde{x}_{dn} \\ \tilde{x}_{qn} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} k_l & 0 \\ 0 & k_l \\ -\frac{R}{L} \gamma_2 & -h\omega_m \gamma_2 \\ -h\omega_m \gamma_2 & -\frac{R}{L} \gamma_2 \\ -\frac{R}{L} \gamma_2 & h\omega_m \gamma_2 \\ h\omega_m \gamma_2 & -\frac{R}{L} \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix},$$

або у загальній формі

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{A}(t)\mathbf{y} + \mathbf{F}(t)\mathbf{x}, \\ \dot{\mathbf{x}} &= -\lambda\mathbf{F}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{y} + \mathbf{S}(t)\mathbf{x},\end{aligned}\tag{3.30}$$

де  $\mathbf{y} = (\tilde{i}_d \ \tilde{i}_q)^T$ ,  $\mathbf{x} = (\tilde{x}_{d0} \ \tilde{x}_{q0} \ \tilde{x}_{dp} \ \tilde{x}_{qp} \ \tilde{x}_{dn} \ \tilde{x}_{qn})^T$ ,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_i & 0 \\ 0 & -k_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \lambda = \text{diag}\left(\frac{L}{R}k_l \quad \frac{L}{R}k_l \quad \gamma_2 \quad \gamma_2 \quad \gamma_2 \quad \gamma_2\right),$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -h\omega_m & -\frac{R}{L} & h\omega_m \\ 0 & -\frac{R}{L} & -h\omega_m & -\frac{R}{L} & h\omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{hp} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{hn} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}^T = -\mathbf{S}.$$

З (3.27), (3.28) (3.30) встановлюємо, що сигнали  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{x}_{d0}, \tilde{x}_{q0}, \tilde{x}_{dp}, \tilde{x}_{dn}, \tilde{x}_{qp}, \tilde{x}_{qn}$  є обмеженими, система (3.26) і (3.29) має стандартний вигляд, для якої застосування теореми про персистентність збудження, дає умову  $\lim_{x \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{x}_{d0}, \tilde{x}_{q0}, \tilde{x}_{dp}, \tilde{x}_{dn}, \tilde{x}_{qp}, \tilde{x}_{qn}) = 0$ , що свідчить про досягнення цілей асимптотичного керування та оцінювання, отже струми мережі будуть

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} i_{md} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Ld} - i_d) = x_{d0}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_{mq} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{Lq} - i_q) = 0,\end{aligned}$$

тобто цілі керування (3.20) досягаються. Відповідно досягається компенсація вищих гармонік та реактивної потужності досягаються.

Рівняння спостерігача  $h$ -ої гармоніки з (3.29) записується у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_{d0} &= -k_l \tilde{i}_d, & \dot{\hat{x}}_{q0} &= -k_l \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{x}}_{dph} &= -h\omega_m \hat{x}_{qph} - \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_d - \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_q, & \dot{\hat{x}}_{dnh} &= h\omega_m \hat{x}_{qnh} - \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_d + \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{x}}_{qph} &= h\omega_m \hat{x}_{dph} - \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_q + \gamma_2 h\omega_m \tilde{i}_d, & \dot{\hat{x}}_{qnh} &= -h\omega_m \hat{x}_{dnh} - \frac{R}{L} \gamma_2 \tilde{i}_q - h\omega_m \gamma_2 \tilde{i}_d.\end{aligned}$$

Спостерігач  $N$  гармонік запишеться у наступній формі:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{\Gamma}\hat{\mathbf{x}}, \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= -\lambda\mathbf{\Gamma}^T\mathbf{P}\mathbf{y} + \mathbf{S}\hat{\mathbf{x}},\end{aligned}\tag{3.31}$$

де  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{\mathbf{x}}_0^T, \hat{\mathbf{x}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^T)^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_0 = (\hat{x}_{d0}, \hat{x}_{q0})^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_1 = (\hat{x}_{dp1}, \hat{x}_{qp1}, \hat{x}_{dn1}, \hat{x}_{qn1})^T$ ,

$$\hat{\mathbf{x}}_N = (\hat{x}_{dpN}, \hat{x}_{qpN}, \hat{x}_{dnN}, \hat{x}_{qnN})^T, \mathbf{S} = \text{blockdiag}[0, \mathbf{A}_{1h} \dots \mathbf{A}_{Nh}],$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_i & 0 \\ 0 & -k_i \end{bmatrix}, \quad \lambda = \text{diag}\left(\frac{L}{R}k_1, \frac{L}{R}k_1, \gamma_2, \gamma_2, \dots, \gamma_2\right), \quad \mathbf{\Gamma} = (\mathbf{\Gamma}_0, \mathbf{\Gamma}_1, \dots, \mathbf{\Gamma}_N)^T,$$

$$\mathbf{\Gamma}_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega_m & -\frac{R}{L} & \omega_m \\ -\omega_m & -\frac{R}{L} & \omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \dots,$$

$$\mathbf{\Gamma}_N = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -N\omega_m & -\frac{R}{L} & N\omega_m \\ -N\omega_m & -\frac{R}{L} & N\omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{1h} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_m & 0 & 0 \\ \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 0 & -\omega_m & 0 \end{pmatrix}, \dots, \mathbf{A}_{Nh} = \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_m & 0 & 0 \\ N\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_m \\ 0 & 0 & -N\omega_m & 0 \end{pmatrix}.$$

Адаптивний регулятор струмів (3.25) у випадку компенсації  $N$  гармонік запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}v_d &= L \left[ -\omega_m i_q + \frac{R}{L} \sum_{i=1}^N (\hat{x}_{dpi} + \hat{x}_{dni}) + \dot{\hat{x}}_{d0} + \sum_{i=1}^N \omega_i (\hat{x}_{qni} - \hat{x}_{qpi}) - k_{il} \tilde{i}_d \right], \\ v_q &= L \left[ \omega_m i_d + \frac{R}{L} \left( \hat{x}_{q0} + \sum_{i=1}^N (\hat{x}_{qpi} + \hat{x}_{qni}) \right) + \sum_{i=1}^N \omega_i (\hat{x}_{dpi} - \hat{x}_{dni}) - k_{il} \tilde{i}_q \right].\end{aligned}\tag{3.32}$$

Повна оцінка  $N$  гармонік сформується як

$$\hat{i}_{Ld} = \hat{x}_{d0} + \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{dpj} + \hat{x}_{dnj}),$$

$$\hat{i}_{Lq} = \hat{x}_{q0} + \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{qpj} + \hat{x}_{qnj}).$$

Структурну схему системи регулювання струмів з адаптивним оцінюванням вищих гармонік представлено на рис. 3.4.

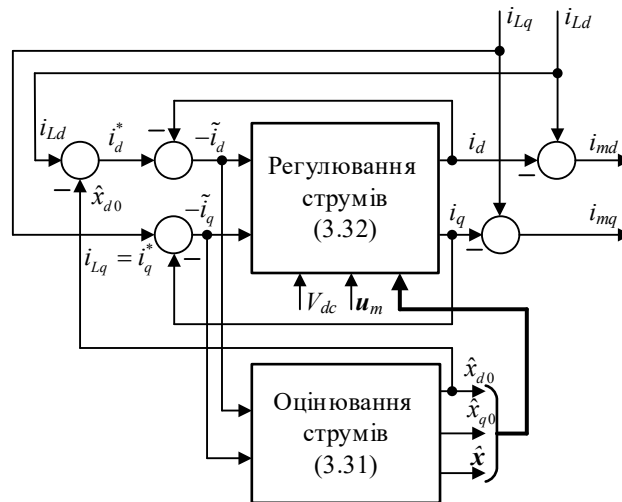


Рисунок 3.4 – Структурна схема системи регулювання струму з адаптивним оцінюванням гармонік

Дослідження системи керування струмами САФ проведено в наступних умовах. Струм навантаження, заданий в системі координат  $(a-b)$ , складається з суми основної гармоніки з амплітудою 10 А та вищих гармонік з порядком до 22го одиничної амплітуди та фазовим зсувом  $\pi/(i+1)$ . Параметри САФ становлять  $R = 0.12 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ мГн}$ . Параметри спостерігача  $\gamma_1 = 0,2$ ,  $\gamma_2 = 0,4$ , коефіцієнт регулятора струму  $k_{il} = 900$ .

Представлені на рис. 3.5 перехідні процеси підтверджують, що синтезований алгоритм забезпечує асимптотичне регулювання струмів з одночасним оцінюванням гармонічних складових. З порівняння FFT струму навантаження та струму мережі встановлюємо повну компенсацію гармонічного складу, а взаємне розташування графіків струму та напруги мережі підтверджує компенсацію реактивної потужності.



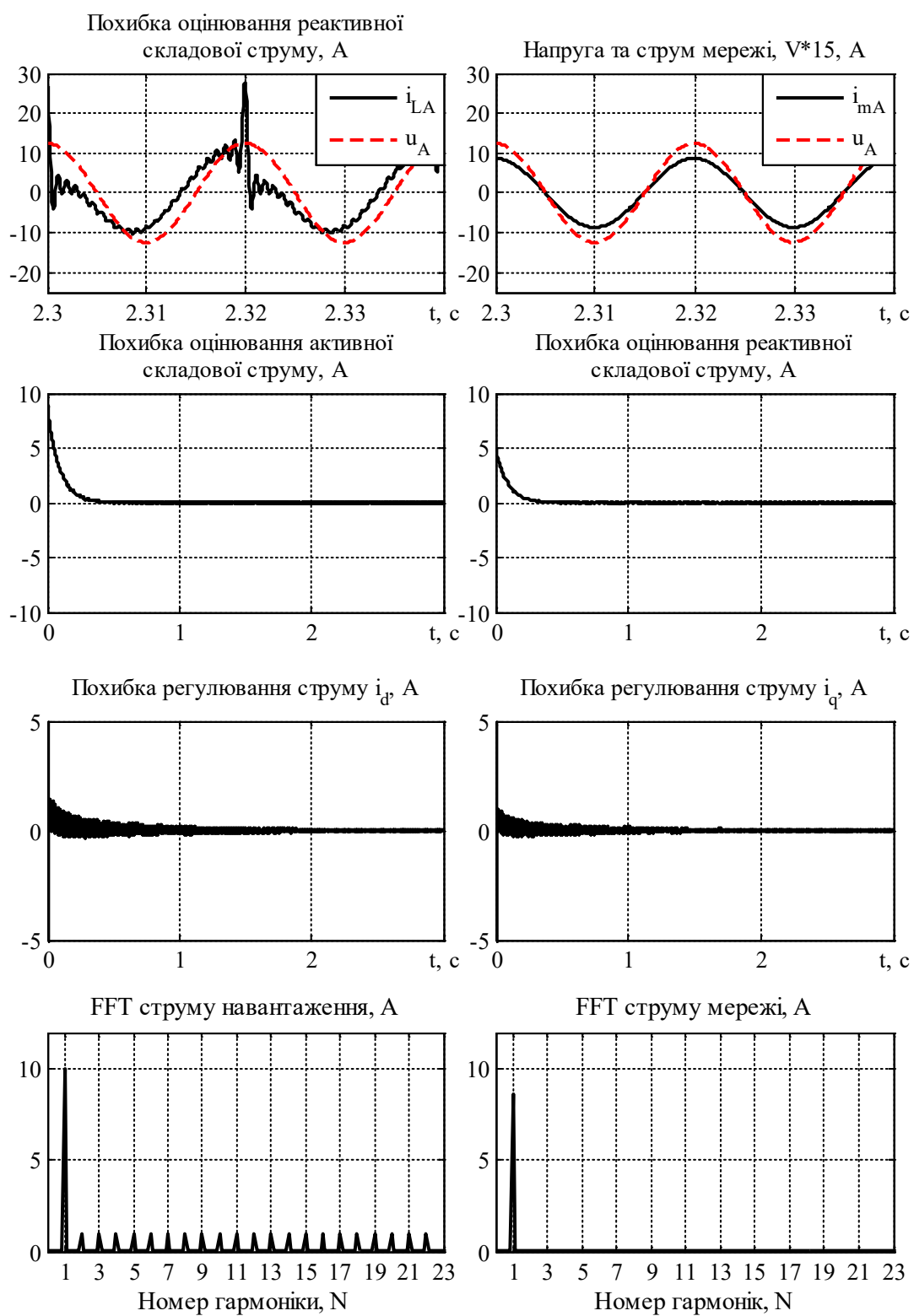


Рисунок 3.5 – Перехідні процеси в системі регулювання струму з адаптивним оцінюванням гармонік

### 3.4 Алгоритм регулювання напруги ланки постійного струму

#### 3.4.1 Постановка задачі керування напругою ланки постійного струму

Реалізація головної задачі силового активно фільтру, а саме компенсації гармонічних спотворень струму мережі, передбачає, що система керування САФ забезпечує внутрішню стійкість усіх її підсистем. З точки зору керування, постає задача підтримання на заданому рівні напруги в ланці постійного струму для надійного формування струму компенсації. Вважається, що для стабільної роботи САФ необхідно підтримувати напругу в ланці постійного струму в діапазоні 600-900 В, тобто в діапазоні, що є вищим, ніж значення напруги в ланці постійного струму в усталеному режимі, і не перевищує максимально допустиму напругу конденсатора [13], [135]. При цьому є припустимою наявність коливань напруги, які не перевищують вказані межі. Типовою величиною напруги ланки постійного струму є 700-800 В [140], [141] з допустим рівнем коливань у діапазоні  $\pm 100$  В [108].

При синтезі контурів регулювання струму в підрозділах 3.2, 3.3 було прийнято припущення, що напруга ланки постійного струму підтримується на рівні, який не впливає на процеси регулювання струмів САФ. Розглянемо взаємозв'язок процесів відпрацювання струмів і регулювання напруги ланки постійного струму.

Специфіка керування струмами і напругою  $V_{dc}$  в рівняннях динаміки (3.6) полягає в тому, що об'єкт керування має менше керуючих дій, ніж регульованих виходів.

В рівняннях (3.6) вектор керуючих дій  $\mathbf{p}^* \in R^2$ , в той час як вектор регульованих координат  $\mathbf{y} = (V_{dc}, i_d, i_q)^T \in R^3$ . Для подолання цієї проблеми в [109] запропоновано використовувати загальну структуру, яку показано на рис. 3.6. В ній використано два незалежних регулятора струму та напруги відповідно до

структури рівнянь (3.6). Двовимірний регулятор струму забезпечує відпрацювання змінної  $i_{\eta}^*$ . Регулятор напруги формує додаткову до основної  $i^*$  складову  $i_{dc}^*$ , яка має стабілізувати напругу в ланці постійного струму. Відмітимо, що модифікуватися має лише активна складова струму, оскільки вона забезпечує компенсацію активних втрат в САФ. Відзначимо, що натуральна динаміка ланки постійного струму є нестійкою, що обумовлено втратами в опорах індуктивностей та ключів інвертора. Важливо також відмітити, що напруга  $V_{dc}$  фізично має осцилюючий характер з частотою струмів гармонічних складових, оскільки відбувається обмін енергією між САФ та мережею.

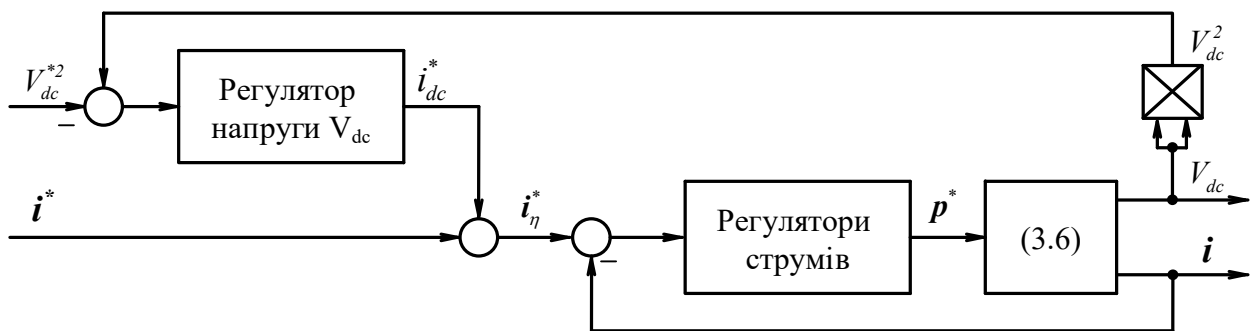


Рисунок 3.6 – Структура системи керування струмами і напругою САФ

В [107], [141] автори запропонували використовувати регулятор напруги пропорційно-інтегрального типу з «мертвою зоною». Рішення [106], [107], [141]–[143] ґрунтуються на використанні «усередненої» моделі процесів перетворення енергії в системах з комутуємими інверторами [109]. Загальною теоретичною основою такого методу є теорія видатного українського математика Митропольського Ю.О. [144], [145].

Як показали дослідження [109], використання усередненої напруги  $V_{dc}$  дозволяє обґрунтувати алгоритм керування напругою ланки постійного струму на основі усередненої моделі. Практична реалізація такого регулятора достатньо складна, тому в наведених дослідженнях надано лише результати моделювання в структурі з усередненим ПІ регулятором.

В даному дослідженні використано підхід, який використовує лише фізичну сторону усереднення, а саме те, що за період дії періодичного сигналу його середнє значення дорівнює нулю.

Розглянемо динаміку напруги ланки постійного струму з (3.6)

$$\dot{V}_{dc} = \frac{3}{2C} (i_d p_d + i_q p_q) \quad (3.33)$$

з керуючою дією (3.12)

$$\begin{aligned} \mathbf{p}^* &= \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \omega_m L \\ -\omega_m L & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i} + \begin{pmatrix} U_m \\ 0 \end{pmatrix} - \mathbf{v} \right\}, V_{dc} > 0, \\ \mathbf{p}^* &= (p_d^*, p_q^*)^T. \end{aligned} \quad (3.34)$$

З (3.33), (3.34) рівняння динаміки напруги в ланці постійного струму перепишеться у вигляді

$$\dot{V}_{dc} = \frac{3}{2CV_{dc}} (i_d U_m - i_d v_d - i_q v_q). \quad (3.35)$$

Визначимо похибку регулювання напруги як  $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^2 - (V_{dc}^*)^2$ , де  $V_{dc}^* = \text{const}$  задане значення, тоді рівняння динаміки САФ будуть

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{3}{C} (i_d U_m - i_d v_d - i_q v_q), \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} v_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} v_q. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Відповідно до рис. 3.6, визначимо нові завдання для струмів САФ, які забезпечують регулювання струмів і стабілізацію напруги ланки постійного

струму. Для САФ зі спостерігачем гармонік задані значення струмів пишуться у вигляді

$$\begin{aligned} i_{d\eta}^* &= i_{dh}^* + i_{dc}^* = (\hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn}) + i_{dc}^*, \\ i_{q\eta}^* &= i_{qh}^* = (\hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn}) + \hat{x}_{q0}, \end{aligned} \quad (3.38)$$

де  $i_{dh}^*, i_{qh}^*$  – складові компенсації вищих гармонік та реактивної потужності,  $i_{dc}^*$  – додаткове завдання для активної складової струму, за допомогою якого здійснюється стабілізація напруги  $V_{dc}$ .

В (3.38) характер складових наступний. В усталеному режимі  $i_{dh}^* = (\hat{x}_{dp} + \hat{x}_{dn})$ ,  $i_{qh}^* = (\hat{x}_{qp} + \hat{x}_{qn})$  мають періодичний характер, а  $\hat{x}_{q0}$  – це сигнал постійного струму, тому для подальшого розгляду використаємо наступні позначення для завдання струмів

$$\begin{aligned} i_{d\eta}^* &= i_{dh}^* + i_{dc}^*, \\ i_{q\eta}^* &= i_{qh}^* + i_{q0}^*, \quad i_{q0}^* = \hat{x}_{q0}. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Виходячи з моделі САФ (3.36), (3.37) та в силу дії лінеаризуючого регулятора (3.34) задача керування формулюється наступним чином. За умови відомих похідних  $\dot{i}_{d\eta}^*, \dot{i}_{q\eta}^*, \dot{\hat{x}}_{q0}$ , які формуються спостерігачем гармонік, необхідно синтезувати керуючі дії  $v_d, v_q$ , а також алгоритм керування напругою  $i_{dc}^*$ , такий, що забезпечить:

#### С.О.1 Асимптотичне відпрацювання струмів

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) &= 0, \\ \tilde{i}_d &= i_d - i_{d\eta}^*, \quad \tilde{i}_q = i_q - i_{q\eta}^*. \end{aligned} \quad (3.40)$$

С.О.2. Асимптотичну стабілізацію усередненого значення напруги  $V_{dc}$  для  $V_{dc}^* = const$ .

### 3.4.2 Синтез алгоритму керування напругою ланки постійного струму

Аналогічно до (3.16), вектор керуючих напруг  $(v_d, v_q)^T$  в має бути сформований у вигляді

$$\begin{aligned} v_d &= L\left(\frac{R}{L}i_{d\eta}^* + \dot{i}_{d\eta}^* - k_{il}\tilde{i}_d + z_d\right), \\ \dot{z}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ v_q &= L\left(\frac{R}{L}i_{q\eta}^* + \dot{i}_{q\eta}^* - k_{il}\tilde{i}_q + z_q\right), \\ \dot{z}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Така форма керування вимагається для досягнення головної мети САФ, а саме відпрацювання заданих струмів у відповідності до мети С.О.1, яка гарантує компенсацію гармонік і реактивної потужності. Аналіз рівнянь (3.41) свідчить, що похідна  $\dot{i}_{q\eta}^*$  завжди є відомою функцією, в той час як  $\dot{i}_{d\eta}^*$  має відому складову  $\dot{i}_{dh}^*$ , а вираз  $\dot{i}_{dc}^*$  залежить від методу керування напругою.

Розглянемо рівняння динаміки похибки відпрацювання напруги (3.36) за умови використання керування (3.41):

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{3}{C} \left[ (\tilde{i}_d + i_{dh}^* + i_{dc}^*)U_m - (\tilde{i}_d + i_{dh}^* + i_{dc}^*)v_d - (\tilde{i}_q + i_{qh}^* + i_{q0}^*)v_q \right]. \quad (3.42)$$

Оскільки керуючою дією в (3.42) є складова  $\dot{i}_{dc}^*$ , а інші розглядаються як періодичні збурення, то стандартний підхід до формування  $\dot{i}_{dc}^*$  у вигляді пропорційно-інтегрального регулятора напруги [109], [143], не може забезпечити умову відомої похідної  $\dot{i}_{dc}^*$  в (3.42). Такий висновок слідує з того, що  $\dot{\tilde{V}}_{dc}$  є функцією похибки регулювання струму  $\tilde{i}_d$  і самої похідної  $\dot{i}_{dc}^*$ . Із загальнотеорети-

чних позицій така структурна властивість є результатом немінімально фазовості об'єкта керування (3.6). Ідеального відпрацювання струмів за цих умов досягти неможливо.

Тому пропонується новий метод синтезу алгоритму керування напругою ланки постійного струму, який базується на динамічній лінеаризації об'єкта керування (3.42).

На першому кроці синтезу припустимо, що похідні  $\dot{i}_{d\eta}^* = \dot{i}_{dh}^* + \dot{i}_{dc}^*$  в (3.41) є відомими функціями, тоді рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів набувають вигляду (див.(3.17))

$$\begin{aligned}\dot{z}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_i\tilde{i}_d + z_d, \\ \dot{z}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i\tilde{i}_q + z_q,\end{aligned}\tag{3.43}$$

де  $\tilde{i}_d = i_d - i_{d\eta}^*$ ,  $\tilde{i}_q = i_q - i_{q\eta}^*$ ,  $k_i = \frac{R}{L} + k_{il}$ .

Лінійна динамічна система (3.43) є динамічно розв'язаною відносно (3.42) і асимптотично стійкою для всіх  $k_i, k_{ii} > 0$ , тобто забезпечується ідеальне відпрацювання струмів

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, z_d, z_q) = 0.\tag{3.44}$$

За умови (3.44) рівняння динаміки похибки відпрацювання напруги (3.42) може розглядатися з  $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = z_d = z_q = 0$ , а також

$$\begin{aligned}\bar{v}_d &= L \left( \frac{R}{L} \dot{i}_{dh}^* + \frac{R}{L} \dot{i}_{dc}^* + \dot{i}_{dh}^* + \dot{i}_{dc}^* \right), \\ \bar{v}_q &= L \left( \frac{R}{L} \dot{i}_{qh}^* + \frac{R}{L} \dot{i}_{q0}^* + \dot{i}_{qh}^* + \dot{i}_{q0}^* \right),\end{aligned}\tag{3.45}$$

завдяки чому рівняння динаміки похибки відпрацювання напруги набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{3}{C} & \left[ (U_m - Ri_{dc}^*)i_{dc}^* - Li_{dc}^*\dot{i}_{dc}^* - Li_{q0}^*\dot{i}_{q0}^* - \right. \\ & - R(i_{dh}^{*2} + i_{qh}^{*2} + i_{q0}^{*2}) - i_{dh}^*(U_m + 2Ri_{dc}^* + Li_{dc}^*) - \\ & \left. - 2Ri_{q0}^*i_{qh}^* - Li_{dh}^*(i_{dc}^* + i_{dh}^*) - Li_{qh}^*(i_{qh}^* + i_{q0}^*) \right]. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Складові правої частини (3.46) мають наступні важливі властивості:

- $\lim_{t \rightarrow \infty}(\dot{i}_{q0}^*) = 0$  для сталого значення реактивної потужності, тому що  
 $\lim_{t \rightarrow \infty}(\hat{x}_{q0}) = const$ ;
- складові, які пропорційні  $i_{dh}^*$ ,  $\dot{i}_{dh}^*$ ,  $i_{qh}^*$ ,  $\dot{i}_{qh}^*$ , мають нульове середнє значення за період, оскільки сигнали  $i_{dh}^*$ ,  $i_{qh}^*$  є синусоїдними;
- складова  $R(i_{dh}^{*2} + i_{qh}^{*2} + i_{q0}^{*2})$ , яка визначає витрати потужності в активних опорах, має ненульове усереднене постійне значення.

Визначимо

$$\begin{aligned} f_l(i_{dc}^*) &= Li_{dc}^*\dot{i}_{dc}^*, \\ f_0(t) &= R(i_{dh}^{*2} + i_{qh}^{*2} + i_{q0}^{*2}), \\ f_n(t) &= i_{dh}^*(U_m + 2Ri_{dc}^* + Li_{dc}^*) + 2Ri_{q0}^*i_{qh}^* + \\ &+ Li_{dh}^*(i_{dc}^* + i_{dh}^*) - Li_{qh}^*(i_{qh}^* + i_{q0}^*). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Тоді (3.46) перепишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{3}{C} \left[ (U_m - Ri_{dc}^*)i_{dc}^* - f_l(i_{dc}^*) - f_0(t) - f_n(t) \right]. \quad (3.48)$$



Для подальшого розгляду прийmemo, що керуюча дія  $i_{dc}^*$  в (3.48), за умови  $(U_m - Ri_{dc}^*) \gg 0$ , формує для об'єкта першого порядку (3.48) властивості достатньої фільтрації періодичних складових в  $f_l(i_{dc}^*)$ ,  $f_0(t)$ ,  $f_n(t)$ . Це є необхідною умовою для розгляду керування за усередненими значеннями змінних, відповідно до теорії усереднення [144], [145].

Для часткової лінеаризації (3.48) застосуємо нелінійне перетворення координат

$$\eta = (U_m - Ri_{dc}^*) i_{dc}^*. \quad (3.49)$$

Підстановка (3.49) в (3.48) дає:

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{3}{C} [\eta - f_l(i_{dc}^*) - f_0(t) + f_n(t)]. \quad (3.50)$$

Бажана динамічна поведінка змінної  $\eta$  в (3.49) формується як ПІ регулятор з фільтром:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= -\frac{I}{\tau_{dc}} \eta - \frac{k_v}{\tau_{dc}} \tilde{V}_{dc} + \frac{I}{\tau_{dc}} x_v, \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}, \end{aligned} \quad (3.51)$$

де  $k_v > 0$ ,  $k_{vi} > 0$  пропорційний та інтегральний коефіцієнти регулятора напруги,  $x_v$  – інтегральна складова регулятора,  $\tau_{dc}$  – стала часу фільтра.

За умови  $f_l(i_{dc}^*) = 0$  лінеаризована система (3.50), (3.51), структурну схему якої наведено на рис. 3.7, завжди може бути сконфігурована стійкою шляхом відповідного вибору коефіцієнтів регуляторів  $k_v$ ,  $k_{vi}$ , а також сталої часу  $\tau_{dc}$  і ємності  $C$ .

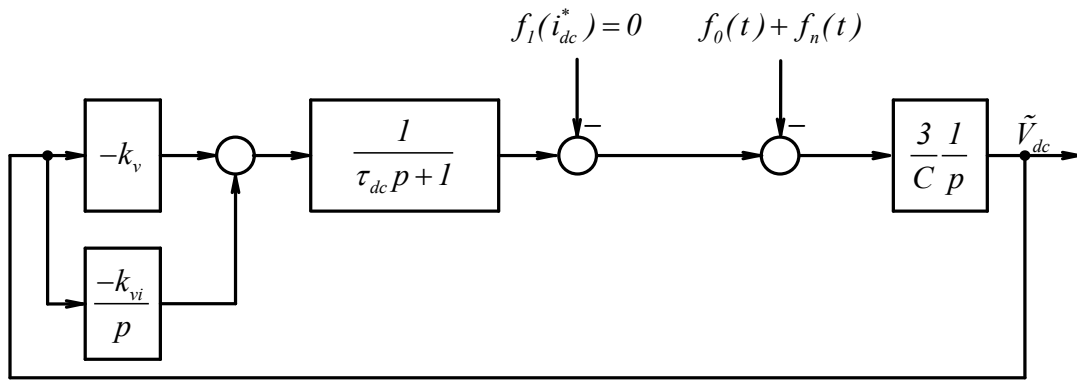


Рисунок 3.7 – Структура схема лінеаризованого контура регулювання напруги

Додатковою вимогою до структури і налаштувань контура регулювання напруги, що представлено на рис. 3.7, є фільтрація періодичних складових, які присутні в  $f_0(t)$ ,  $f_n(t)$ , тобто на частотах періодичних збурень частотна характеристика має забезпечувати властивості фільтра низьких частот.

Оскільки похідна від (3.49) має вигляд

$$\dot{\eta} = (U_m - 2Ri_{dc}^*)i_{dc}^*, \quad (3.52)$$

то нелінійний динамічний лінеаризуючий зворотній зв'язком регулятор з (3.51), (3.52) буде

$$\begin{aligned} \dot{i}_{dc}^* &= \frac{l}{(U_m - 2Ri_{dc}^*)} \left[ -\frac{l}{\tau_{dc}} (U_m - Ri_{dc}^*) i_{dc}^* - \frac{k_v}{\tau_{dc}} \tilde{V}_{dc} + \frac{l}{\tau_{dc}} x_v \right], \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}. \end{aligned} \quad (3.53)$$

Внутрішня динаміка нелінійної системи (3.53) є стійкою за умови  $(U_m - Ri_{dc}^*) > 0$ . З вигляду (3.53) також слідує концептуальна ідея запропонованого методу керування напругою ланки постійного струму, а саме конструювання динамічного регулятора (3.53), який автоматично формує відому обмежену похідну  $\dot{i}_{dc}^*$ , яка необхідна для відпрацювання струмів згідно (3.41).

Аналіз впливу похідної заданого струму стабілізації ланки постійного струму. Для аналізу впливу компоненти  $Li_{dc}^* \dot{i}_{dc}^*$  на відпрацювання напруги ланки постійного струму розглянемо узагальнену модель AC-DC, DC-DC напівмостового перетворювача напруги [135], функціональна схема якого представлена на рис. 3.8, у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{VC} [ui + \varphi_0 + \varphi_-], \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} [-Ri + E - u], \end{aligned} \quad (3.54)$$

де  $V$  – напруга ланки постійного струму перетворювача,  $u$  – вхід керування,  $E$  напруга живлення,  $\varphi_0 + \varphi_-$  високочастотні збурення, середнє значення яких за період нульове ( $\varphi_0$ ) та ненульове постійне ( $\varphi_-$ ).

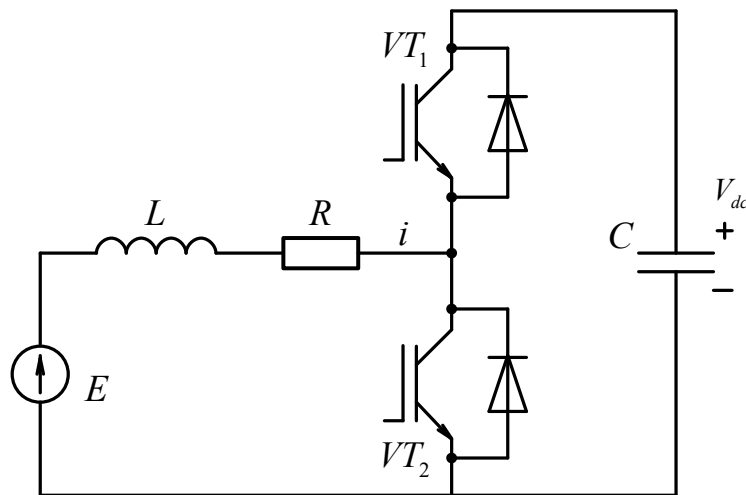


Рисунок 3.8 – Схема AC-DC, DC-DC перетворювача

Для регулювання струму перетворювача застосуємо регулятор струму, синтез якого можна провести відповідно до методу синтезу, представленому в підрозділі 3.2, у наступному вигляді

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_i \tilde{i} + \dot{x}_i - \dot{i}^*), \\ \dot{x}_i &= -k_{ii} \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.55)$$

де  $\tilde{i} = i - i^*$  - похибка відпрацювання струму,  $k_i, k_{ii}$  – коефіцієнти регулятора струму, дозволяє досягти асимптотичного регулювання струму  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$ . При цьому динамічна поведінка похибки відпрацювання напруги перетворювача буде

$$\dot{\tilde{V}} = \frac{I}{C} [\eta_m - Li^* \dot{i}^* + \varphi_0 + \varphi_-], \quad (3.56)$$

$$\eta_m = (E - Ri^*) \dot{i}^*, \quad (3.57)$$

з відомою похідною

$$\dot{\eta}_m = (E - 2Ri^*) \dot{i}^*. \quad (3.58)$$

Підстановка (3.57), (3.58) в (3.56) дає:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}} &= \frac{I}{C} [\eta_m - \varepsilon(t) \dot{\eta}_m + \varphi_0 + \varphi_-], \quad \varepsilon(t) = \frac{Li^*}{(E - 2Ri^*)} \\ \dot{\eta}_m &= \frac{I}{\tau_\eta} (\eta_m - k_v \tilde{V} + x_v), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}, \end{aligned} \quad (3.59)$$

де  $\dot{\eta}_m$  – бажана поведінка нової змінної  $\eta_m$ ,  $\tau_\eta \ll 1$  – стала часу фільтру регулятора напруги,  $k_v, k_{vi}$  – коефіцієнти регулятора напруги ланки постійного струму, що компенсує постійне за період збурення  $\varphi_-$ . За умови  $\varepsilon(t) = 0$  система (3.59) спрощується до

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}} &= \frac{I}{C} [\eta_m + \varphi_0 + \varphi_-], \\ \dot{\eta}_m &= \frac{I}{\tau_\eta} \eta_m - \frac{k_v}{\tau_\eta} \tilde{V} + \frac{I}{\tau_\eta} x_v, \end{aligned} \quad (3.60)$$

а змінна  $\eta_m$  при  $\tau_\eta \ll 1$  буде  $\bar{\eta}_m = -k_v \bar{V} + \bar{x}_v$ ,  $\dot{\bar{x}}_v = -k_{vi} \bar{V}$ .

Система (3.60) зниженого порядку набуває стандартної форми у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}} &= \frac{I}{C} \left[ -k_v \bar{V} + \bar{x}_v + \varphi_0 + \varphi_- \right], \\ \dot{\bar{x}}_v &= -k_{vi} \bar{V},\end{aligned}\tag{3.61}$$

Компонента  $\frac{Li^*}{(E - 2Ri^*)} = \varepsilon(t) \ll 1$  є величиною, що визначається параме-

тром  $L$ , і для фізично використовуваних значень  $L$  мало впливає на динаміку похибки регулювання напруги. Аналітичне доведення правомірності нехтування складовою  $\varepsilon(t)$  ускладнене, тому проведено дослідження методом математичного моделювання, з урахуванням також присутності компонент  $\varphi_0$  та  $\varphi_-$ . Результати дослідження представлені в Додатку Г.

Так як силовий активний фільтр представляє собою трифазний перетворювач, побудований на основі повномостової схеми [135], доведення правомірності припущень щодо поведінки компонент  $\varepsilon$ ,  $\varphi_0$  та  $\varphi_-$  застосоване для узагальненої моделі (3.54) буде справедливим і для моделі САФ (3.6).

Лінеаризована динаміка (3.50) і (3.51) при  $Li_{dc}^* i_{dc}^* + f_0(i_{dh}^*, i_{qh}^*) + f_n(i_{dh}^{*2}, i_{qh}^{*2}, i_{q0}^{*2}) = 0$  являє собою систему третього порядку, асимптотична стійкість якої забезпечується шляхом вибору трьох параметрів налаштування  $k_v$ ,  $k_{vi}$  та  $\tau_{dc}$ , а також ємності  $C$ .

### 3.5 Визначення параметрів регулятора напруги ланки постійного струму

При синтезі регулятора напруги (3.50), (3.51), вплив високочастотних компонент не розглядався, проте їх наявність в реальній системі призводить до коливань вихідної напруги. Тому сталу часу фільтру  $\tau_{dc}$  і ємність конденсатора

фільтру  $C$  потрібно обрати так, щоб забезпечити якомога меншу амплітуду цих коливань. Разом з тим, бажано досягти зменшення величини ємності конденсатора в ланці постійного струму.

За умови  $\tau_\eta \ll 1$  в (3.51) характеристичне рівняння системи зниженого порядку має вигляд

$$p^2 + k_p p + k_i = 0, \quad (3.62)$$

де  $k_p = \frac{3}{C} k_v, k_i = \frac{3}{C} k_{vi}$  – пропорційний та інтегральний коефіцієнти регулятора напруги.

Характеристичне рівняння (3.62) можна представити у стандартній формі

$$p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2 = 0, \quad (3.63)$$

або

$$\tau^2 p^2 + 2\tau\xi p + 1 = 0, \quad (3.64)$$

де  $\omega_0 = \tau^{-1}$  – власна частота недемпфованих коливань,  $\xi$  – коефіцієнт демпфування. Стандартне налаштування з  $\xi = 1$  дає співвідношення  $k_i = \frac{k_p^2}{4}$ , а для

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \text{ маємо } k_i = \frac{k_p^2}{2}.$$

Для вибору сталої часу фільтру контуру регулювання напруги та ємності конденсатора необхідно провести аналіз впливу високочастотних складових на вихідну напругу ланки постійного струму. Варто також відзначити, що мінімальне значення сталої часу  $\tau_{dc} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ с}$  обмежено можливостями її технічної реалізації.

Дослідження запропонованого регулятора напруги разом із контурами регулювання струмів було проведено в наступних умовах. Параметри САФ відповідають розглянутим в попередніх підрозділах, ємність  $C = 1000 \text{ мкФ}$ ,

$U_m = 310$  В, задане значення напруги в ланці постійного струму  $V_{dc}^* = 700$  В. Початкове значення напруги в ланці постійного струму  $V_{dc}(0) = 500$  В. Коефіцієнти регулятора струму обрано  $k_{il} = 800$ ,  $k_{ii} = 32 \cdot 10^4$ , регулятора напруги:  $k_v = 80$ ,  $k_{vi} = 1600$ , стала часу фільтру регулятора напруги  $\tau_{dc} = 5 \cdot 10^{-4}$  с. Для оцінювання струму навантаження, гармонічний склад якого в умовах тесту представлено в таб.3.1, було застосовано селективний спостерігач, налаштований так, що  $\delta = 0.01$  відповідно до підрозділу 2.3.2 та фільтр (3.14). В початковий момент часу від регулятора напруги вимагається зарядити ланку постійного струму до заданого значення напруги  $V_{dc}^* = 700$  В. Спостерігач гармонік при цьому здійснює оцінювання струму навантаження, проте компенсація не здійснюється. В момент часу  $t = 1$  с активується компенсація гармонічних спотворень. Отримані результати моделювання представлено на рис. 3.9.

Таблиця 3.1. Гармонічний склад струму навантаження

№ гармоніки	Частота, Гц	Амплітуда, А	Зсув фаз, рад
1	50	10	$\pi/6$
2	100	5	$\pi/2$
3	150	1	$\pi/3$
4	200	1	$\pi/4$
5	250	5	$\pi/5$
6	300	1	$\pi/6$
7	350	4	$\pi/7$
8	400	1	$\pi/8$
9	450	1	$\pi/9$
10	500	1	$\pi/10$
11	550	3	$\pi/11$
12	600	1	$\pi/12$
13	650	2	$\pi/13$
14	700	1	$\pi/14$
15	750	1	$\pi/15$
16	800	1	$\pi/16$
17	850	1	$\pi/17$
18	900	1	$\pi/18$
19	950	1	$\pi/19$
20	1000	1	$\pi/20$
21	1050	1	$\pi/21$
22	1100	1	$\pi/22$

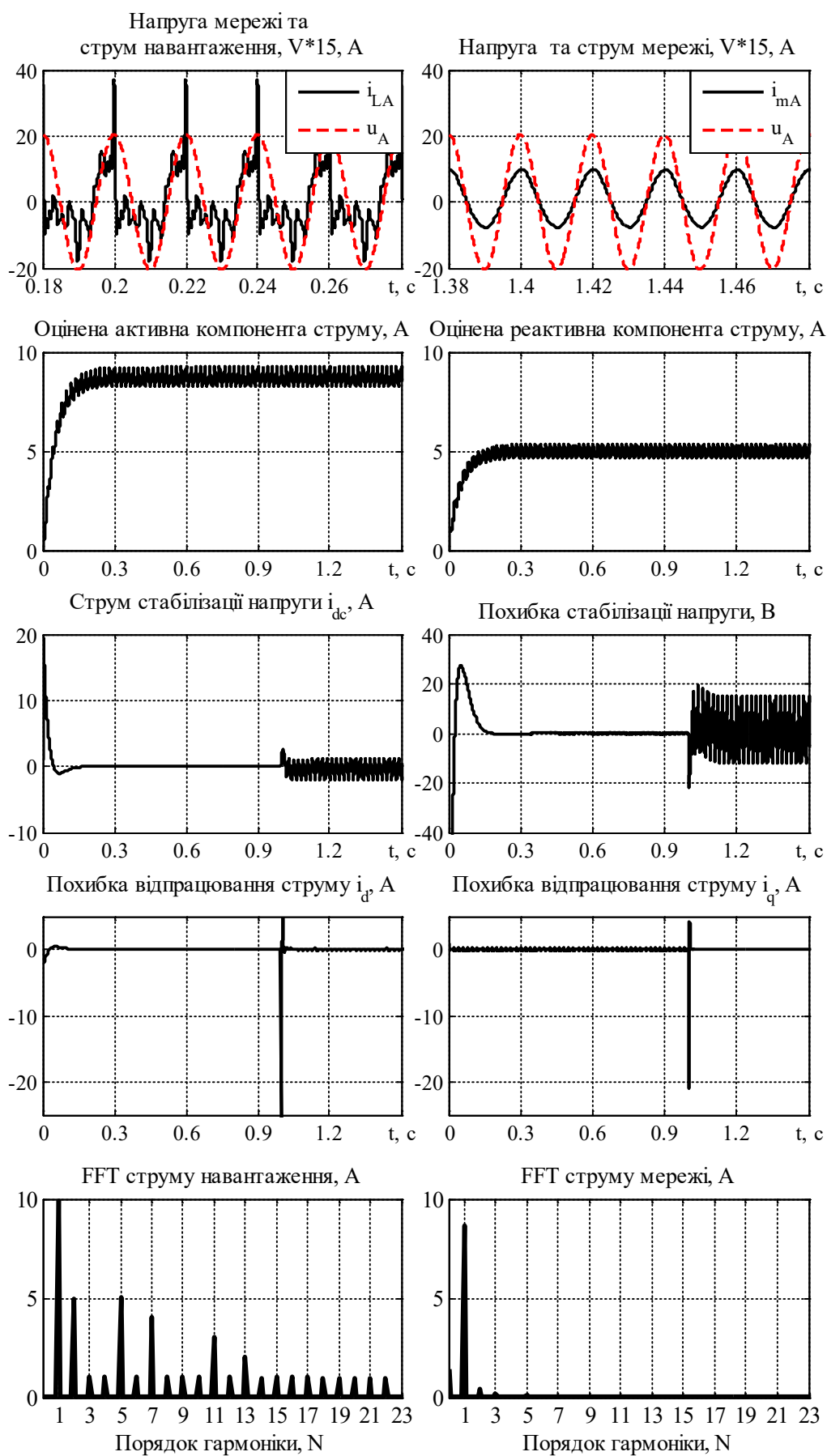


Рисунок 3.9 – Перехідні процеси в системі керування САФ



З отриманих графіків встановлюємо, що за допомогою розробленого регулятора є можливість підтримувати напругу в ланці постійного струму САФ на заданому рівні, а амплітуда коливань  $V_{dc}$  не перевищує 20 В. Наявні вищі гармоніки та активна і реактивна компоненти струму навантаження компенсуються без похибок, що встановлюємо з порівняння кривих і FFT струму мережі та навантаження, напруги мережі. Зазначимо також, що наявність зовнішнього контуру регулювання напруги не впливає на процес утворення струмів компенсації гармонічних спотворень. Наявність у складі струму навантаження парних гармонік, та гармонік з порядком, кратним 3, які суттєво не впливають на рівень компенсації, додатково підтверджує наявність фільтрувальних властивостей розробленого регулятора напруги.

### Висновки по розділу 3

Розвинуто теорію керування силовими паралельними активними фільтрами в частині розробки методів відпрацювання струмів і стабілізації напруги ланки постійного струму.

1. Синтезований на основі розробленого методу алгоритм відпрацювання заданих струмів, які сформовані спостерігачем гармонічних складових, вперше забезпечує їх асимптотичне відпрацювання, не вимагаючи при цьому використання «великих» коефіцієнтів підсилення в контурі регулювання струмів, що спрощує їх практичну реалізацію і підвищує завадостійкість. Властивості селективності в такій структурі САФ забезпечуються конфігурацією і налаштуванням спостерігача.

2. Новий метод відпрацювання заданих струмів, які формуються безпосередньо з виміряних струмів навантаження, гарантує компенсацію усього спектру гармонічних спотворень на основі їх адаптивного оцінювання в процесі прямого адаптивного керування струмами. Спостерігач гармонік при цьому не використовується, що спрощує систему керування САФ, однак властивість селективності втрачається.

3. Новий метод керування напругою ланки постійного струму, який базується на динамічній лінеаризації зворотнім зв'язком, вперше забезпечує динамічну розв'язку процесів відпрацювання струмів і стабілізації усередненого значення напруги, лінеаризацію підсистеми регулювання струмів, що вперше гарантує відпрацювання струмів незалежно від процесів регулювання напруги, завдяки чому досягається підвищення якості компенсації.

#### **4 КЕРУВАННЯ СТРУМАМИ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА, АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ ОПОРІВ ТА ІНДУКТИВНОСТЕЙ**

Налаштування параметрів алгоритму керування САФ перед включенням здійснюється з використанням процедури самоналаштування «selfcommissioning». В процесі роботи параметри елементів вихідного кола САФ, а саме паразитний опір дроселя, може змінюватись внаслідок нагрівання і призводити до погіршення рівня оцінювання та компенсації. Окрім того, величина індуктивності вихідного кола може відрізнятись від заявленої внаслідок розбіжностей при виготовленні дроселя, а також внаслідок паразитних індуктивностей, які можуть виникнути при монтажі САФ та при під'єднанні його до точки загального підключення. Як результат, параметрична невизначеність спричиняє неточності в оцінюванні гармонічного складу та видачі некоректного струму компенсації, що призводить до деградації характеристик фільтру.

В даному розділі представлено розробку нового методу адаптивного керування струмами САФ, який забезпечує асимптотичне відпрацювання струмів з одночасним оцінюванням гармонічного складу струму навантаження в умовах, коли параметри вихідного кола, саме опори і індуктивності є наперед невідомими або повільно змінюються.

Основні результати цього розділу представлено в [146], [147].

##### **4.1 Вплив варіацій параметрів вихідного кола САФ на рівень компенсації гармонік**

В попередньому розділі представлено два методи керування струмами САФ. Перший базується на основі інформації від спостерігача гармонік, на основі якої формується завдання струму компенсації для контурів регулювання струмів. Такий підхід до побудови системи керування САФ є загальноприйнятим і застосовується при різних способах утворення струму завдання

(швидке перетворення Фур'є, полосна фільтрація і т.д.). Другий метод передбачає поєднання функцій відпрацювання струмів і оцінювання гармонічних складових.

Рівняння похибки відпрацювання струмів в загальному випадку має вигляд (3.15):

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_d - \frac{R}{L}i_d^* + \frac{1}{L}v_d - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_q - \frac{R}{L}i_q^* + \frac{1}{L}v_q - \dot{i}_q^*.\end{aligned}\tag{4.1}$$

За умов, коли параметри вихідного кола САФ відрізняються від номінальних маємо  $R = R_n + \Delta R$ ,  $L = L_n + \Delta L$ . Використання алгоритму керування (3.16) з номінальними значеннями опорів і індуктивностей дає наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів:

$$\begin{aligned}\dot{z}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{il}\tilde{i}_d + z_d + \frac{\Delta L}{L}\omega_m i_q - \frac{\Delta R}{L}i_d^* - \frac{\Delta L}{L}(-k_{il}\tilde{i}_d + \dot{i}_d^* + z_d), \\ \dot{z}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{il}\tilde{i}_q + z_q + \frac{\Delta L}{L}\omega_m i_d - \frac{\Delta R}{L}i_q^* - \frac{\Delta L}{L}(-k_{il}\tilde{i}_q + \dot{i}_q^* + z_q).\end{aligned}\tag{4.2}$$

З рівнянь (4.2) встановлюємо, що коли  $\Delta R \neq 0$  або  $\Delta L \neq 0$  то  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d \ \tilde{i}_q)^T \neq 0$  і, таким чином, цілі керування (3.9) не досягаються.

Для наочності даного твердження представимо порівняльний аналіз перехідних процесів оцінювання та компенсації за наявності варіацій параметрів та без неї. Гармонічний склад струму навантаження в умовах тесту представлено в табл. 4.1. Всі параметри САФ та коефіцієнти налаштування системи керування такі ж, як в підрозділі 3.2:  $R = 0.12 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ мГн}$ ,  $\tau_f = 0.05$ , коефіцієнти регулятора  $k_{il} = 70$ ,  $k_{ii} = 200$ .

Таблиця 4.1. Гармонічний склад струму навантаження

№ гармоніки	Частота, Гц	Амплітуда, А	Зсув фаз, рад
1	50	10	$\pi/6$
5	250	5	$\pi/5$
7	350	3	$\pi/7$
11	550	1	$\pi/11$
13	650	1	$\pi/13$
17	850	1	$\pi/17$
19	950	1	$\pi/19$

З порівняння графіків, представлених на рис. 4.1 та рис. 4.2 видно, що за умови відомих параметрів  $R = R_n$ ,  $L = L_n$  відпрацювання струмів відбувається без похибок. В той же час для  $R = 1.3R_n$ ,  $L = 1.3L_n$  відбувається лише часткова компенсація вищих гармонік і THD збільшується до 24%, на відміну від номінальних параметрів, коли здійснюється повна компенсація. Чутливість алгоритму адаптивного керування струмами з підрозділу 3.3.2 до параметричних збурень має аналогічний характер.

При цьому необхідно відзначити, що всі розглянуті алгоритми керування струмами мають сильні властивості робастності до обмежених варіацій  $\Delta R$  та  $\Delta L$ .

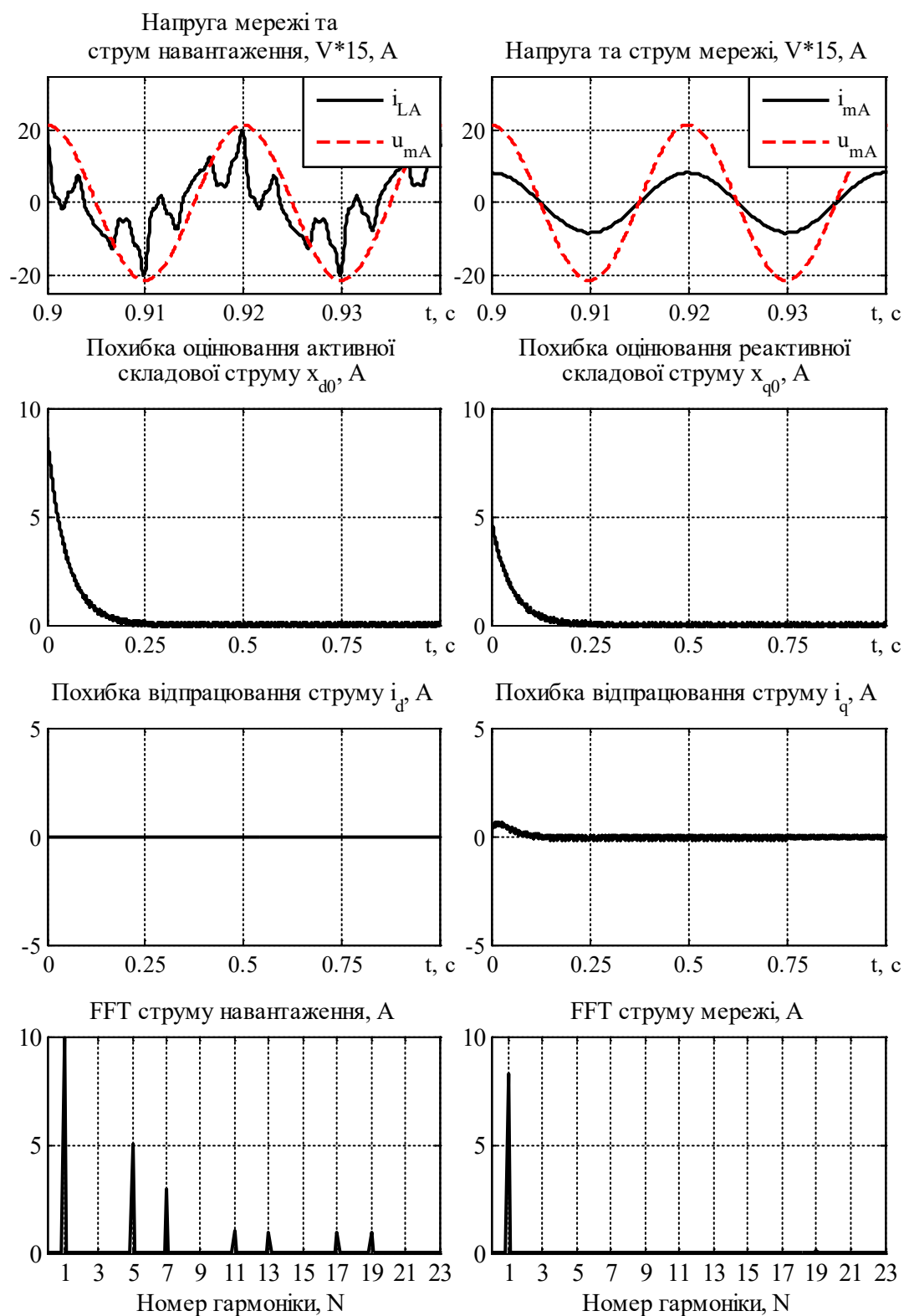


Рисунок 4.1 – Перехідні процеси оцінювання гармонічного складу та компенсації при  $R = R_n, L = L_n$

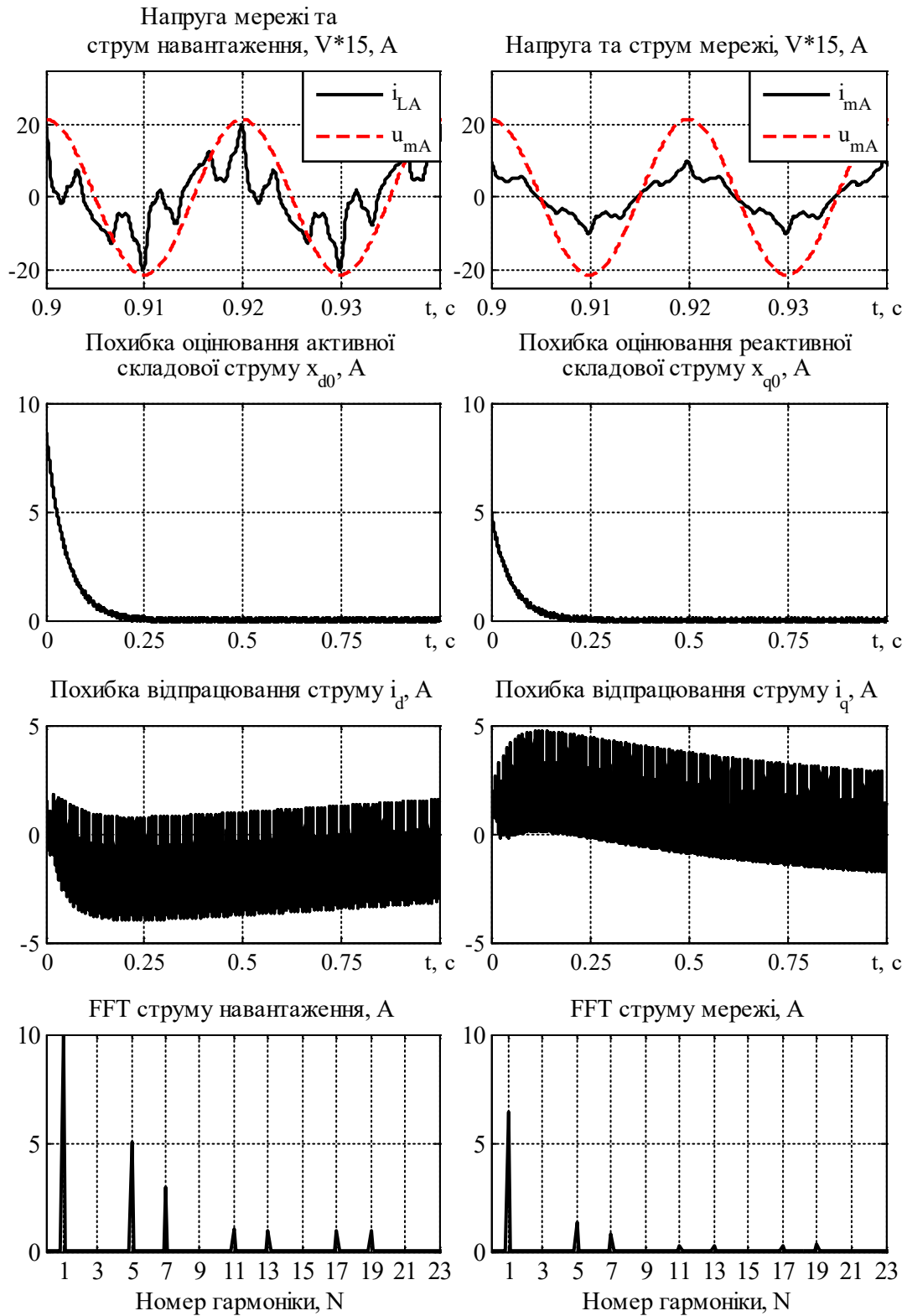


Рисунок 4.2 – Перехідні процеси оцінювання гармонічного складу та компенсації при варіаціях  $R = 1.3R_n, L = 1.3L_n$

## 4.2 Синтез адаптивного алгоритму відпрацювання струмів в умовах невідомого активного опору

Розглянемо об'єкт керування струмами у вигляді (3.6):

$$\dot{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_m \\ -\omega_m & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \mathbf{i} - \frac{V_{dc}}{L} \mathbf{p}^* + \frac{I}{L} \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

та припустимо, що струми навантаження містять одну вищу гармоніку з частотою  $\omega_h = h\omega_m$  системі координат  $(d-q)$ . Відповідно до визначень (2.22) – (2.24) маємо:

$$\begin{aligned} i_{Ld} &= x_{d0} + x_{dph} + x_{dnh}, \\ i_{Lq} &= x_{q0} + x_{qph} + x_{qnh}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_{d0} &= 0, & \dot{x}_{q0} &= 0, \\ \dot{x}_{dp} &= -h\omega_m x_{qp}, & \dot{x}_{dn} &= h\omega_m x_{qn}, \\ \dot{x}_{qp} &= h\omega_m x_{dp}, & \dot{x}_{qn} &= h\omega_m x_{dn}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Припустимо, що:

А.1. Напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$ , струми навантаження  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$ , а також струми САФ  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  вимірюються. Регулювання напруги в ланці постійного струму здійснюється окремим регулятором так, що забезпечується достатній рівень напруги  $V_{dc}$  для видачі струму компенсації.

А.2. Активна та реактивна компоненти  $x_{d0}$ ,  $x_{q0}$  невідомі, але сталі.

А.3. Індуктивність  $L$  відома, опір  $R > 0$  є невідомим, але постійним або змінюється повільно так, що  $\dot{R} = 0$ .

За цих умов необхідно синтезувати адаптивний алгоритм керування струмами в (4.3), який гарантує формування струмів компенсації так, що



$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_d = x_{dph} + x_{dnh}, \quad (4.6)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_q = x_{q0} + x_{qph} + x_{qnh}. \quad (4.7)$$

Якщо умови (4.6), (4.7) виконуються, то струми мережі будуть мати лише активну складову  $x_{d0}$ , реактивна складова  $x_{q0}$  і вищі гармоніки будуть компенсовані, тобто

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} i_{md} &= x_d, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_{mq} &= 0. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Така постановка задачі керування не передбачає селективної компенсації і оцінювання кожної з гармонік, а має за мету компенсацію усього спектру вищих гармонік.

На першому кроці сформуємо в (4.3) лінеаризуючий регулятор у вигляді

$$\mathbf{p}^* = \frac{1}{V_{DC}} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \omega_m L \\ -\omega_m L & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}^* + \begin{pmatrix} U_m \\ 0 \end{pmatrix} - \mathbf{v}_{dq} \right\}, \quad (4.9)$$

де  $\mathbf{i}^* = (i_d^*, i_q^*)^T$  – заданий струм компенсації,  $\mathbf{v}_{dq} = (v_d, v_q)^T$  – керування, яке буде синтезовано далі.

Після підстановки (4.9) в (4.3) отримаємо:

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= \omega_m \tilde{i}_q - \frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} v_d, \\ \dot{i}_q &= -\omega_m \tilde{i}_d - \frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} v_q. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Відповідно до цілей керування (4.6), (4.7) сформуємо завдання для струмів компенсації у вигляді

$$\begin{aligned} i_d^* &= i_{Ld} - \hat{x}_{d0} = x_{d0} + (x_{dph} + x_{dnh}) - \hat{x}_{d0}, \\ i_q^* &= i_{Lq} = x_{q0} + (x_{qph} + x_{qnh}), \end{aligned} \quad (4.11)$$

де  $\hat{x}_{d0}$  – оцінка постійної складової  $x_{d0}$ . З урахуванням визначення похибок відпрацювання струмів  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ ,  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ , рівняння (4.10) зручно переписати в такій формі:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_d - \frac{R}{L}i_d^* - \dot{i}_d^* + \frac{1}{L}v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_q - \frac{R}{L}i_q^* - \dot{i}_q^* + \frac{1}{L}v_q.\end{aligned}\tag{4.12}$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів (4.12) з урахуванням (4.11) запишеться:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_d - \frac{R}{L}\left[x_{d0} - \hat{x}_{d0} + (x_{dph} + x_{dnh})\right] + (-\dot{\hat{x}}_{d0} + \omega_h x_{qph} - \omega_h x_{qnh}) + \frac{1}{L}v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_q - \frac{R}{L}\left[x_{q0} + (x_{qph} + x_{qnh})\right] + (-\omega_h x_{dph} + \omega_h x_{dnh}) + \frac{1}{L}v_q.\end{aligned}\tag{4.13}$$

Рівняння (4.13) залежать від невідомого опору  $R$ . Для подолання цієї проблеми здійснимо наступне перетворення координат:

$$\begin{aligned}\xi_{dph} &= -\frac{R}{L}x_{dph} + \omega_h x_{qph}, \\ \xi_{qph} &= -\omega_h x_{dph} - \frac{R}{L}x_{qph}, \\ \xi_{dnh} &= -\frac{R}{L}x_{dnh} - \omega_h x_{qnh}, \\ \xi_{qnh} &= \omega_h x_{dnh} - \frac{R}{L}x_{qnh}, \\ a &= \frac{R}{L}x_{q0} = const.\end{aligned}\tag{4.14}$$

Ідея такого перетворення полягає в тому, що синтетичні змінні в (4.14) вміщують як невідомі гармонічні складові  $x_{dph}$ ,  $x_{dnh}$ ,  $x_{qph}$ ,  $x_{qnh}$ , так і невідомий опір  $R$ . В нових координатах рівняння (4.13) будуть:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_d - \frac{R}{L}\tilde{x}_{d0} - \dot{\hat{x}}_{d0} + \xi_{dph} + \xi_{dnh} + \frac{I}{L}v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R}{L}\tilde{i}_q - a + \xi_{qph} + \xi_{qnh} + \frac{I}{L}v_q,\end{aligned}\tag{4.15}$$

$$\begin{aligned}\dot{a} &= 0, \\ \dot{\xi}_{dph} &= -\omega_h \xi_{qph}, \\ \dot{\xi}_{qph} &= \omega_h \xi_{dph}, \\ \dot{\xi}_{dnh} &= \omega_h \xi_{qnh}, \\ \dot{\xi}_{qnh} &= -\omega_h \xi_{dnh}.\end{aligned}\tag{4.16}$$

де  $\tilde{x}_{d0} = x_{d0} - \hat{x}_{d0}$ .

Визначимо керуючі дії  $v_d$  та  $v_q$  в (4.15):

$$\begin{aligned}v_d &= L \left[ \dot{\hat{x}}_{d0} - \hat{\xi}_{dph} - \hat{\xi}_{dnh} - k_{il} \tilde{i}_d \right], \\ v_q &= L \left[ \hat{a} - \hat{\xi}_{qph} - \hat{\xi}_{qnh} - k_{il} \tilde{i}_q \right],\end{aligned}\tag{4.17}$$

де  $k_{il}$  – пропорційний коефіцієнт регулятора струму. Після підстановки (4.17) в (4.15) отримаємо динаміку похибок відпрацювання струмів:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -k_i \tilde{i}_d - \frac{R}{L} \tilde{x}_{d0} + \tilde{\xi}_{dph} + \tilde{\xi}_{dnh}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i \tilde{i}_q + \tilde{\xi}_{qph} + \tilde{\xi}_{qnh} - \tilde{a},\end{aligned}\tag{4.18}$$

де  $k_i = \left( \frac{R}{L} + k_{il} \right)$ .

Для знаходження алгоритму ідентифікації  $\xi$  і  $a$  розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{I}{2} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) + \frac{I}{2k_h} (\tilde{\xi}_{dph}^2 + \tilde{\xi}_{qph}^2 + \tilde{\xi}_{dnh}^2 + \tilde{\xi}_{qnh}^2) + \frac{R}{L} \frac{I}{k_{0d}} \tilde{x}_{d0}^2 + \frac{I}{2k_0} \tilde{a}^2 > 0, \tag{4.19}$$

похідна від якої

$$\dot{V} = -k_i (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) \leq 0 \quad (4.20)$$

при

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\xi}}_{dph} &= -k_h \tilde{i}_d - \omega_h \tilde{\xi}_{qph}, \\ \dot{\tilde{\xi}}_{qph} &= -k_h \tilde{i}_q + \omega_h \tilde{\xi}_{dph}, \\ \dot{\tilde{\xi}}_{dnh} &= -k_h \tilde{i}_d + \omega_h \tilde{\xi}_{qnh}, \\ \dot{\tilde{\xi}}_{qnh} &= -k_h \tilde{i}_q - \omega_h \tilde{\xi}_{dnh}, \\ \dot{\tilde{a}} &= k_0 \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{x}}_{d0} &= k_{0d} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (4.21)$$

де  $k_0$ ,  $k_{0d}$ ,  $k_h$  – коефіцієнти налаштування спостерігача. З (4.21) отримуємо рівняння спостерігача гармонічних складових та невідомого параметру  $a$ :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}}_{dph} &= -\omega_h \hat{\xi}_{qph} + k_h \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\xi}}_{qph} &= \omega_h \hat{\xi}_{dph} + k_h \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{\xi}}_{dnh} &= \omega_h \hat{\xi}_{qnh} + k_h \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\xi}}_{qnh} &= -\omega_h \hat{\xi}_{dnh} + k_h \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{a}} &= -k_0 \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{x}}_{d0} &= -k_{0d} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Загальний вигляд системи (4.18), (4.21) має стандартну форму

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{\Gamma}^T(t)\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda \mathbf{\Gamma}(t)\mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{S}\mathbf{x}, \end{aligned} \quad (4.23)$$

де  $\mathbf{y} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T$ ,  $\mathbf{x} = (\tilde{x}_{d0}, \tilde{x}_q, \tilde{\xi}_{dph}, \tilde{\xi}_{qph}, \tilde{\xi}_{dnh}, \tilde{\xi}_{qnh})^T$ ,  $\lambda = \text{diag}\left(\frac{L}{R}k_{0d}, k_{0q}, k_h, k_h, k_h, k_h\right)$ ,

$$A = \begin{bmatrix} -(R/L + k_{il}) & 0 \\ 0 & -(R/L + k_{il}) \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma^T = \begin{bmatrix} R/L & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{hP} & 0 \\ 0 & 0 & A_{hN} \end{bmatrix}, \quad S^T = -S.$$

З умови  $V > 0$ ,  $\dot{V} \leq 0$  в (4.19) та (4.20), встановлюємо, що змінні в (4.19) обмежені. Використання леми Барбалат [130] для (4.19) та (4.20) дає умову  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ , тобто досягаються цілі керування (4.6), (4.7). Оскільки в (4.23) матриця  $A$  є Гурвіцевою, матриця регресії  $\Gamma(t)$  і  $\dot{\Gamma}(t)$  обмежені, то встановлюємо, що положення рівноваги  $(x, z) = 0$  є глобально експоненціально стійким, оскільки виконуються умови персистентності збудження при  $(T, c) > 0$ :

$$\int_t^{t+T} \Gamma(\tau) \Gamma^T(\tau) d\tau \geq cI > 0. \quad (4.24)$$

З аналізу стійкості слідує, що адаптивна система регулювання струмів забезпечує одночасне оцінювання вищих гармонік та їх асимптотичне відпрацювання так, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\xi}_{dph}, \tilde{\xi}_{qph}, \tilde{\xi}_{dnh}, \tilde{\xi}_{qnh}, \tilde{a}, \tilde{x}_{d0}) = 0$ .

Для оцінювання та компенсації  $N$  гармонік з (4.22) отримуємо рівняння спостерігача у наступній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}} &= A\hat{\xi} + BU, \\ \dot{\hat{a}} &= -k_0 \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{x}}_{d0} &= -k_{0d} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\text{де } k_N = k_l N, \quad \hat{\xi} = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_l \\ \vdots \\ \hat{\xi}_N \end{pmatrix}, \quad \hat{\xi}_l = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_{dp1} \\ \hat{\xi}_{qp1} \\ \hat{\xi}_{dn1} \\ \hat{\xi}_{qn1} \end{pmatrix}, \quad \hat{\xi}_N = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_{dpN} \\ \hat{\xi}_{qpN} \\ \hat{\xi}_{dnN} \\ \hat{\xi}_{qnN} \end{pmatrix}, \quad U = \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_N \end{pmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_1 \\ -k_1 & 0 \\ 0 & -k_1 \end{pmatrix}, \mathbf{B}_N = \begin{pmatrix} -k_N & 0 \\ 0 & -k_N \\ -k_N & 0 \\ 0 & -k_N \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_N \end{pmatrix}, \mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 & 0 & 0 \\ \omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & 0 & -\omega_1 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_N = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_N & 0 & 0 \\ \omega_N & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_N \\ 0 & 0 & -\omega_N & 0 \end{pmatrix}.$$

При цьому керуючі дії (4.17) для  $N$  гармонік будуть сформовані як:

$$\begin{aligned} v_d &= L \left[ -\sum_{h=1}^N \hat{\xi}_{dph} - \sum_{h=1}^N \hat{\xi}_{dnh} - k_i \tilde{i}_d \right], \\ v_q &= L \left[ \hat{a} - \sum_{h=1}^N \hat{\xi}_{qph} - \sum_{h=1}^N \hat{\xi}_{qnh} - k_i \tilde{i}_q \right]. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Результати дослідження системи адаптивного керування струмами паралельного активного фільтра методом математичного моделювання представлено на рис. 4.3. Дослідження проведено в наступних умовах. Зсув фаз між основною гармонікою струму та напруги становить  $\pi / 6$  рад. Параметри фільтра  $R = 0.12 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ мГн}$ , варіація активного опору становить 30%,  $\hat{a}(0) = 0$ .

Коефіцієнти регулятора струму (4.26) та спостерігача (4.25) встановлено наступними:  $k_i = 1000$ ,  $k_h = 50000 \cdot h$ ,  $k_0 = 200$ .

Гармонічний склад струму мережі утворено як сума основної гармоніки амплітудою 10 А та 21 гармонік одиничної амплітуди та фазовим зсувом  $\pi / (i + 1)$ .

Представлені на рис. 4.3 перехідні процеси підтверджують, що даний алгоритм забезпечує асимптотичне регулювання струмів. З порівняння FFT аналізу струму навантаження та струму мережі встановлюємо повну компенсацію гармонічного складу, скомпенсований струму мережі має синусоїдну форму, а взаємне розташування графіків струму та напруги мережі підтверджує компенсацію реактивної потужності.

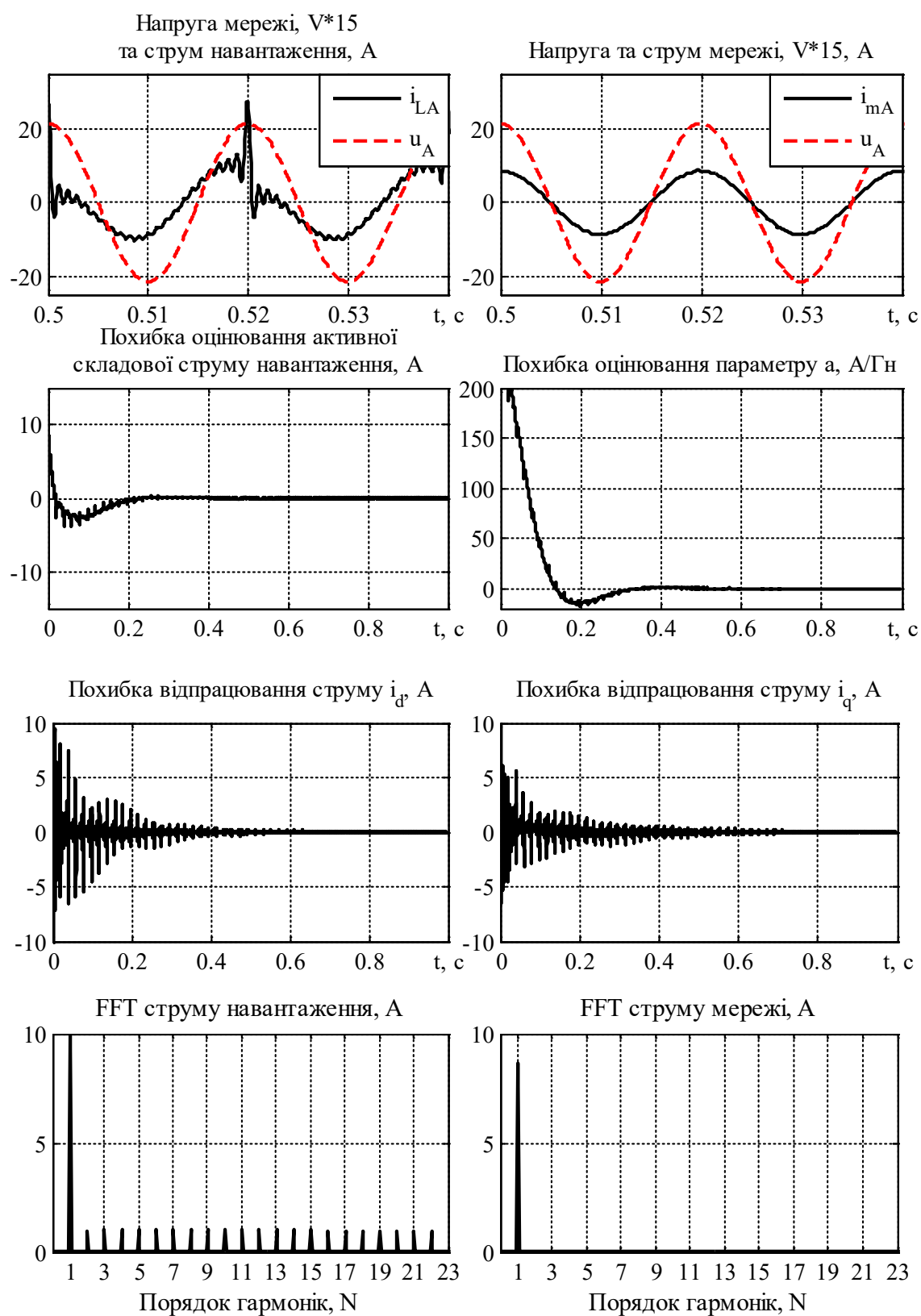


Рисунок 4.3 – Перехідні процеси в системі адаптивного регулювання струмів САФ

### 4.3 Синтез адаптивного до невідомих параметрів вихідного кола алгоритму відпрацювання струмів САФ

Розглянемо об'єкт керування струмами у вигляді (4.3) – (4.5). Нехай виконуються припущення А.1 – А.3 підрозділу 4.2 з додатковою умовою, що індуктивність  $L > 0$  є також невідомою. За цих умов необхідно синтезувати адаптивний алгоритм відпрацювання струмів, який гарантує досягнення цілей керування (4.6) – (4.8), а також адаптивне оцінювання невідомих параметрів  $R$  і  $L$ . Аналогічно до (4.11) сформуємо задані струми у вигляді

$$i_d^* = (\hat{x}_{dph} + \hat{x}_{dnh}), \quad i_q^* = i_{Lq} = \hat{x}_{q0} + (\hat{x}_{qph} + \hat{x}_{qnh}), \quad (4.27)$$

де  $\hat{x}_{q0}$  – оцінка реактивної компоненти  $x_{q0}$ ,  $\hat{x}_{dph}$ ,  $\hat{x}_{dnh}$ ,  $\hat{x}_{qph}$ ,  $\hat{x}_{qnh}$  – оцінки змінних  $x_{dph}$ ,  $x_{dnh}$ ,  $x_{qph}$ ,  $x_{qnh}$ , які задаються спостерігачем гармонік в одній із форм, розглянутих в розділі 2. Будемо розглядати випадок, коли активна та реактивна компоненти струму навантаження оцінюються за допомогою фільтра низьких частот (3.14). Важливо відмітити, що похідні оцінюваних змінних  $\dot{\hat{x}}_{dph}$ ,  $\dot{\hat{x}}_{dnh}$ ,  $\dot{\hat{x}}_{qph}$ ,  $\dot{\hat{x}}_{qnh}$ , а також  $\dot{\hat{x}}_{d0}$ ,  $\dot{\hat{x}}_{q0}$  є відомими функціями, тому  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  для (4.27) також є відомими. Конструювання адаптивного алгоритму відпрацювання струмів здійснюється на основі неадаптивної версії, яка задається рівняннями (3.12), (3.16).

Сформуємо адаптивний регулятор у такій формі:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}^* &= \frac{1}{V_{dc}} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \omega_m \hat{L} \\ -\omega_m \hat{L} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i} + \begin{pmatrix} U_m \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \right\}, \\ v_d &= \hat{L} [\hat{a} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{il} \tilde{i}_d], \\ v_q &= \hat{L} [\hat{a} i_q^* + \dot{i}_q^* - k_{il} \tilde{i}_q], \end{aligned} \quad (4.28)$$

де  $\hat{L}$  та  $\hat{a}$  – оцінки  $L$  та  $a = \frac{R}{L}$  відповідно.



Підстановка (4.28) в (4.3) дає наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -k_i \tilde{i}_d - \tilde{a} i_d^* - \frac{\tilde{L}}{L} \left( \frac{v_d}{\tilde{L}} - \omega_m i_q^* \right), \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i \tilde{i}_q - \tilde{a} i_q^* - \frac{\tilde{L}}{L} \left( \frac{v_q}{\tilde{L}} + \omega_m i_d^* \right).\end{aligned}\quad (4.29)$$

де  $\tilde{L} = L - \hat{L}$ ,  $\tilde{a} = a - \hat{a}$  – похибки оцінювання.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо додатньо визначену функцію Ляпунова

$$V = \frac{I}{2} \left( \tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 + \gamma_1 \tilde{a}^2 + \gamma_2 \frac{I}{L} \tilde{L}^2 \right), \quad (\gamma_1, \gamma_2) > 0, \quad (4.30)$$

похідна від якої, в силу рішень (4.29), має вигляд

$$\dot{V} = -k_i (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) < 0, \quad (4.31)$$

за умови

$$\begin{aligned}\dot{\hat{a}} = -\dot{\tilde{a}} &= -\frac{I}{\gamma_1} (i_d^* \tilde{i}_d + i_q^* \tilde{i}_q), \\ \dot{\hat{L}} = -\dot{\tilde{L}} &= -\frac{I}{\gamma_2} \left( \left( \frac{v_d}{\tilde{L}} - \omega_m i_q^* \right) \tilde{i}_d + \left( \frac{v_q}{\tilde{L}} + \omega_m i_d^* \right) \tilde{i}_q \right).\end{aligned}\quad (4.32)$$

З умови  $V > 0$ ,  $\dot{V} \leq 0$  в (4.30), (4.31) встановлюємо, що змінні  $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ,  $\tilde{a}$ ,  $\tilde{L}$  обмежені. Для обмежених завдань  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ,  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  з (4.29), (4.32) також слідує, що  $\hat{a}$ ,  $\hat{L}$ ,  $\dot{\tilde{i}}_d$ ,  $\dot{\tilde{i}}_q$ ,  $\dot{\tilde{a}}$ ,  $\dot{\tilde{L}}$  обмежені. Оскільки з (4.31) слідує, що  $V(t)$  зменшується, тобто  $V(t) \leq \frac{V(0)}{k_i}$ , тому  $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$  квадратично інтегровані. З леми Барбалат [130]

слідуює, що  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ . Сходимість змінних  $\tilde{a}$ ,  $\tilde{L}$  до нуля слідуює з того, що система (4.29), (4.32) має стандартну форму

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{\Gamma}(t)\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda\mathbf{\Gamma}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{x},\end{aligned}\tag{4.33}$$

де  $\mathbf{x} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T$ ,  $\mathbf{z} = (\tilde{a}, \tilde{L})^T$ ,  $\lambda > 0$ ,  $\mathbf{A} = \text{diag}(k_i, k_i) > 0$ ,

$$\mathbf{P} = 1/2 \text{diag}(1, 1, \gamma_1, \gamma_2 / L), \quad \mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} -\dot{i}_d^* & -f_d \\ -f_q & -\dot{i}_q^* \end{bmatrix}, \quad f_d = \frac{1}{L} [\hat{a}\dot{i}_d^* - \omega_m \dot{i}_q^* + \dot{i}_d^* - k_{il}\tilde{i}_d],$$

$$f_q = \frac{1}{L} [\hat{a}\dot{i}_q^* + \omega_m \dot{i}_d^* + \dot{i}_q^* - k_{il}\tilde{i}_q].$$

Оскільки в (4.33) матриця  $\mathbf{A}$  є Гурвіцевою, матриця регресії  $\mathbf{\Gamma}(t)$  і  $\dot{\mathbf{\Gamma}}(t)$  обмежені, то відповідно до леми про персистентність збудження в [130] встановлюємо, що положення рівноваги  $(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = 0$  є глобально експоненціально стійким, якщо існують дві додатні константи  $T$  і  $c$ , які забезпечують виконання умови персистентності збудження

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Gamma}(\tau) \mathbf{\Gamma}^T(\tau) d\tau \geq c\mathbf{I} > 0.\tag{4.34}$$

З аналізу стійкості слідуює, що асимптотичне відпрацювання струмів, оцінювання невідомих параметрів  $a$  і  $L$ , а також компенсація реактивної потужності забезпечується, тобто цілі керування досягаються.

Структурну схему системи адаптивного керування струмами САФ представлено на рис. 4.4. В структурі системи керування струмами, яка показана на рис. 4.4, для оцінювання вектора напруги мережі використано адаптивний спостерігач [146], [147].

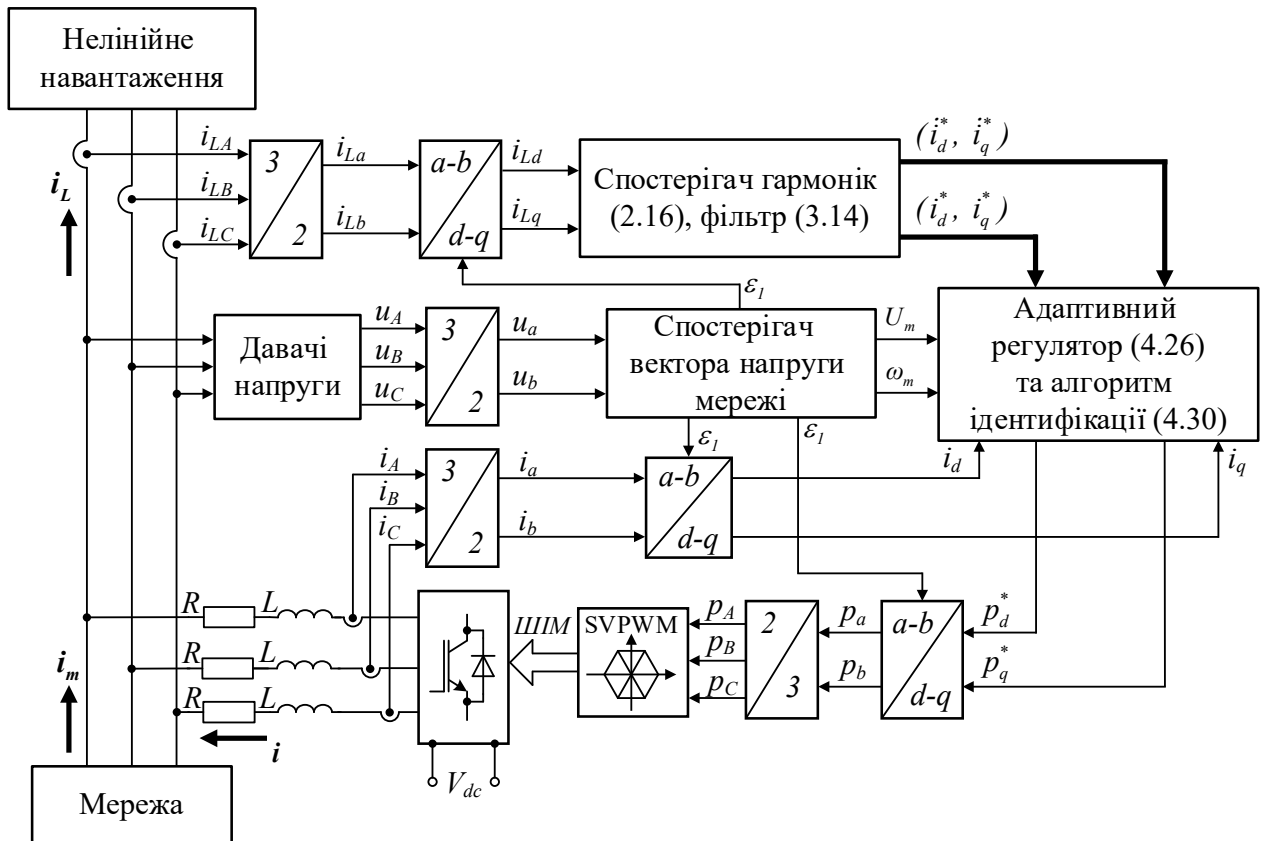


Рисунок 4.4 – Структурна схема системи адаптивного керування струмами при невідомих  $R$  і  $L$

Аналогічно до розгляду в розділах 2 і 3, рішення для компенсації однієї гармоніки розповсюджується на присутність  $N$  гармонік. Результати дослідження розробленої системи керування струмами САФ методом математичного моделювання наведено на рис. 4.5, де представлено графіки перехідних процесів в умовах тесту підрозділу 4.1 з  $R = 0.12 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ мГн}$ . Налаштування адаптивного алгоритму відпрацювання струмів (4.28), (4.32) встановлено у відповідності до:  $k_i = 200$ ,  $\gamma_1 = 2 \cdot 10^{-3}$ ,  $\gamma_2 = 2 \cdot 10^{-5}$ . Стала часу фільтра  $\tau_f = 0.05 \text{ с}$ .

Початкові умови для оцінюваних змінних прийнято нульовими, в той час як  $\hat{L}(0) = 1 \text{ мГн}$ . В умовах тесту гармонічний склад струму навантаження, який представлено в табл.4.1, оцінювався спостерігачем (2.16) з налаштуваннями у відповідності до (2.15) для  $\delta = 0.01$ .

Порівняння графіків, представлених на рис. 4.1 та рис. 4.2 для неадаптивного керування з представленими на рис. 4.5 свідчить, що адаптивний алгоритм керування, на відміну від неадаптивного, забезпечує асимптотичність відпрацювання заданих струмів в умовах параметричної невизначеності і тому асимптотично компенсує заданий спектр гармонік струму навантаження і його реактивну складову. Нелінійний адаптивний регулятор (4.28), (4.32) забезпечує системі глобальну експоненційну стійкість для всіх  $k_{il} > 0$ ,  $(\gamma_1, \gamma_2) > 0$ , тому його можливо також застосовувати в режимі «selfcommissioning» для визначення параметрів вихідного кола САФ.

Швидкодія контурів регулювання струму визначається налаштуванням фільтра (3.14) і вибором коефіцієнтів ідентифікації  $\gamma_1, \gamma_2$ . Після завершення процесів ідентифікації динамічна поведінка адаптивної і неадаптивної (при відомих параметрах) систем співпадають. Для формування заданих струмів в (4.28) може використовуватися інформація про оцінені гармонічні складові струму, яку формують розглянуті в розділі 2 спостерігачі, в тому числі з властивостями селективності.

Важливою особливістю адаптивної системи також є те, що значення коефіцієнтів  $k_{il}$  пропорційних складових не обов'язково мають бути «великими», як це вимагається в неадаптивних системах саме для компенсації впливу параметричних збурень. Це значно спрощує технічну реалізацію регуляторів в умовах їх широкої полоси пропускання і наявності великої кількості завад.

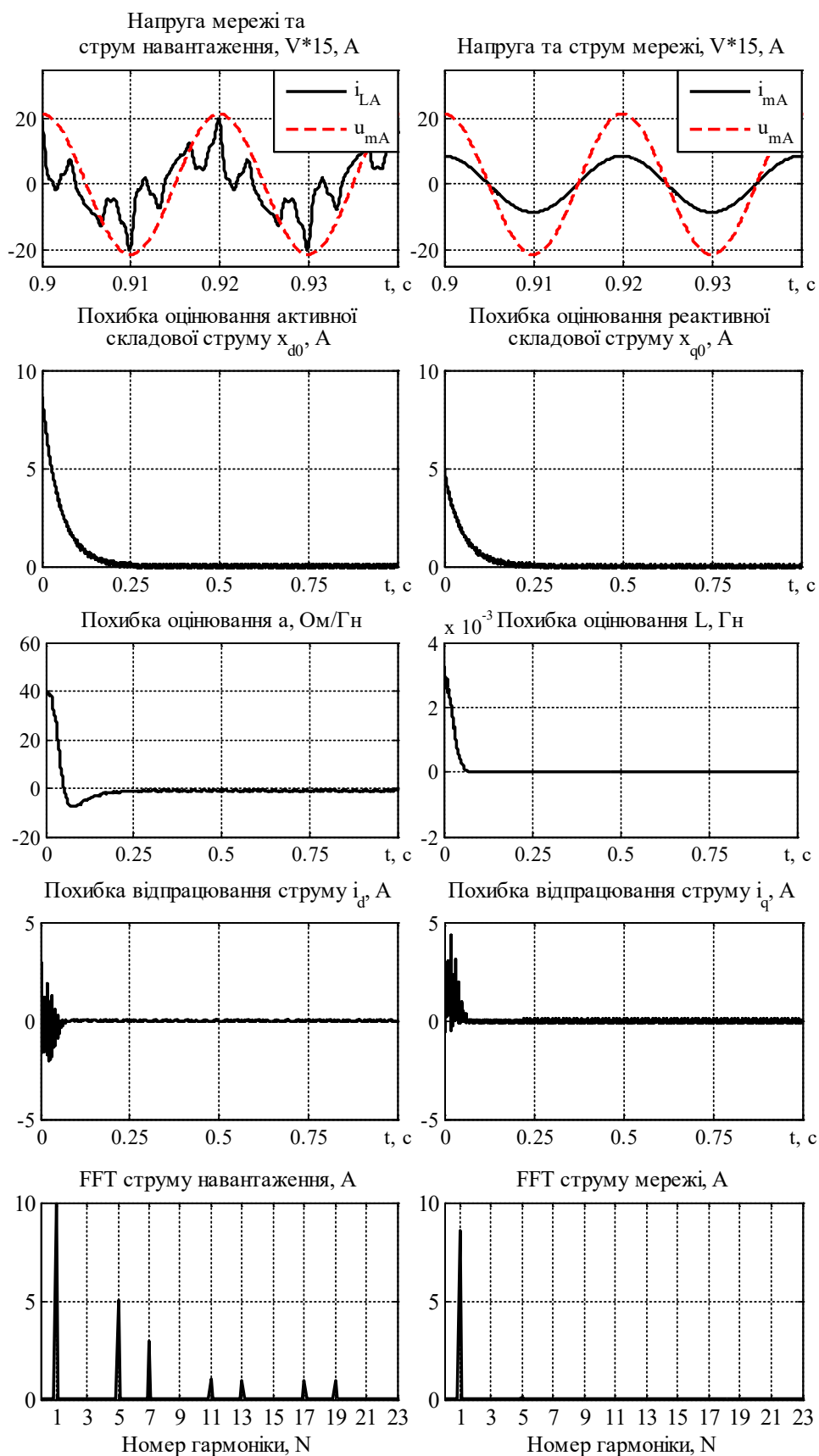


Рисунок 4.5 – Графіки перехідних процесів в системі адаптивного керування

струмами,  $\hat{a}(0) = 0$ ,  $\hat{L}(0) = 1 \text{ мГн}$

## Висновки по розділу 4

Розвинуто технологію адаптивного керування в частині її застосування для побудови адаптивних систем регулювання струмів компенсації в умовах параметричної невизначеності. Синтезовані на основі другого методу Ляпунова адаптивні алгоритми гарантують системі відпрацювання струмів глобальну експоненційну стійкість, завдяки чому забезпечується асимптотична компенсація вищих гармонік і реактивної складової в струмі мережі.

Основні результати дослідження полягають в наступному.

1. Показано, що синтезовані в 3 розділі алгоритми відпрацювання струмів компенсації втрачають властивість асимптотичності в умовах параметричних збурень. Чутливість до змін опору та індуктивності вихідного кола САФ має бути знижено за рахунок підвищення коефіцієнтів пропорційної та інтегральної дії регуляторів струму, що знижує загальну завадозахищеність.

2. Розроблений метод прямого адаптивного керування струмами САФ, який передбачає формування завдань для струмів компенсації безпосередньо на основі струмів навантаження, забезпечує адаптивне оцінювання компонентних змінних, пропорційних гармонічним спотворенням, завдяки чому вперше гарантує асимптотичну компенсацію повного спектру гармонічних спотворень в умовах варіацій активного опору вихідного кола.

3. Метод адаптивного керування на основі оцінених струмів за допомогою розроблених структур спостерігачів вперше забезпечує глобальну асимптотичну компенсацію заданого спектру вищих гармонік, а також реактивної складової струму навантаження в умовах невизначених значень активного опору та індуктивності САФ. Синтезований алгоритм може застосовуватися як в «online» режимі, так і в режимі самоналаштування «selfcommissioning».

## **5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ**

Завершальним етапом проектування нових алгоритмів керування САФ є їх експериментальна верифікація, яка має виявити вплив на показники компенсації ефектів, що не враховані під час синтезу та математичному моделюванні. До таких ефектів можна віднести:

- зашумленість сигналів у вимірювальних каналах,
- неідеальність силових ключів інвертора та наявність мертвого часу інвертора,
- вплив квантування за часом.

В даному розділі розглянуто питання практичної реалізації силового активного фільтра, наведено опис лабораторної установки та методики проведення експериментальних досліджень. Представлено результати порівняльного дослідження розроблених алгоритмів керування САФ, а саме:

- 1) алгоритму керування САФ (3.16) на основі прямого оцінювання гармонік (2.16), розробленого в третьому розділі;
- 2) результати експериментального тестування розробленого прототипу САФ порівняно із результатами, отриманими за допомогою промислового серійного силового активного фільтра.

Основні результати цього розділу представлено в [122], [147].

### **5.1 Опис експериментальної установки для тестування алгоритмів керування силовим активним фільтром**

Для проведення досліджень розроблених систем керування САФ було розроблено лабораторну установку до складу якої входять:

- прототип паралельного активного фільтра;
- промисловий силовий активний фільтр;

- шафа керування експериментальною установкою;
- панель керування експериментальною установкою;
- регульоване нелінійне навантаження;
- перетворювач ABB ACS-800;
- персональний комп'ютер (PC), за допомогою якого відбувається програмування, налагодження і завантаження програм, збереження перехідних процесів під час проведення експериментальних досліджень.

Функціональну схему експериментальної установки представлено на рис. 5.1. де позначено: QF1 – вимикач живлення стенду, QF2– QF4 – перемикачі, які визначають режим роботи стенду; ДН1–ДН3 – давачі напруги мережі; ТА1–ТА3 – зовнішні трансформатори струму мережі для промислового фільтру;  $i_A$ – $i_C$ ,  $i_{FA}$ – $i_{FC}$ ,  $i_{DA}$ – $i_{DC}$ ,  $i_{LA}$ – $i_{LC}$  – давачі струмів мережі, струмів компенсації промислового САФ та прототипу САФ, струмів навантаження. За допомогою вхідних опорів R1 – R4, та контакторів K1 – K4 встановлюється симетричний та несиметричний режим роботи системи.

**Нелінійне навантаження** потужністю 15 кВт являє собою трифазний некерований випрямляч з ємнісним фільтром, до якого підключено ШІМ кероване активне навантаження. Величина струму, що споживається нелінійним навантаженням, змінюється за допомогою ШІМ-керованого IGBT VT1 та резистора  $R_n$ . Комутація VT1 здійснюється за допомогою окремого контролера, активація навантаження та його величина задається користувачем з панелі керування експериментальною установкою. Для обмеження зарядних струмів, що виникають при запуску установки в роботу, задіяні зарядне реле K3 та зарядний резистор R3.



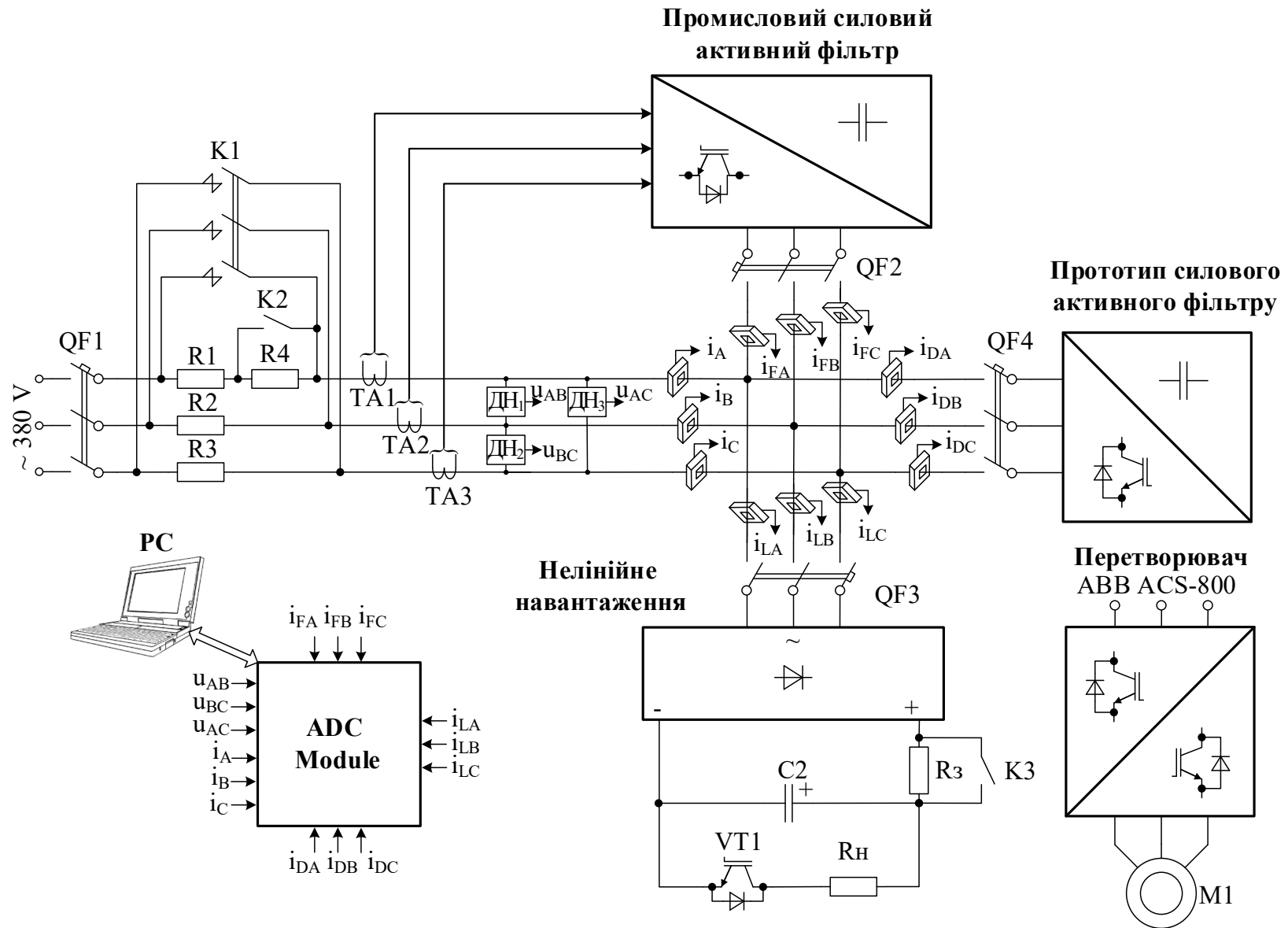


Рисунок 5.1 – Функціональна схема лабораторної установки для дослідження алгоритмів керування САФ

В якості зразку для порівняння, було обрано **промисловий силовий активний фільтр**, як комерційний пристрій, що наявний на ринку електротехнічної продукції та призначений для використання в низьковольтних електричних мережах. Даний пристрій являє собою завершений продукт, налаштування якого, перегляд поточного стану системи та інша взаємодія здійснюється через інтерфейс користувача. Наявний інтерфейс користувача, представляє собою компактний графічний LCD дисплей та 5 кнопок, які дозволяють здійснити загальні налаштування, наприклад, задати кількість гармонік для компенсації та їх порядок, переглянути поточний стан пристрою чи журнал несправностей. Обмеженість інтерфейсу користувача, що полягає у відсутності можливості візуалізації та доступу до електричних параметрів системи, зумовлює необхідність окремого пристрою для візуалізації вимірювань. Основні паспортні дані пристрою в табл.5.1.

Таблиця 5.1 – Основні паспортні дані промислового силового активного фільтра

<b>Мережа застосування</b>	Трифазна трипровідна або чотирипровідна, 380 В, 50 Гц або 60 Гц
<b>Максимальний струм компенсації (середньоквадратичне значення)</b>	30 А
<b>Необхідність в трансформаторах струму (ТС)</b>	Необхідно 3 ТС (класу 1,0 або вище). Номінальний струм вторинної обмотки: 5А.
<b>Допустимі відхилення</b>	Напруги мережі: $\pm 10\%$ , Частоти мережі: $\pm 5\%$
<b>Гармоніки, що компенсуються</b>	<u>3-провідне підключення</u> : 20 окремих гармонік, від 2-го до 50-го порядку. <u>4-провідне підключення</u> : 15 окремих гармонік, від 2-го до 50-го порядку.
<b>Час реакції (оцінювання та компенсації)</b>	40 мс
<b>Рівень компенсації гармонік</b>	$> 97\%$ при номінальному навантаженні
<b>Компенсація реактивної потужності</b>	Від 0,6 (індукт. характер) до 0,6 (ємн. характер).

**Перетворювач ABB ACS-800** являє собою регульований електропривод для асинхронного двигуна з транзисторним випрямлячем. Потужність перетворювача 15 кВт. Використовується при дослідженні енергоефективності

електромеханічних систем на основі сучасних регульованих електроприводів з двонаправленим обміном енергією.

Вмикання установки здійснюється за допомогою автоматичного вимикача QF1, а силові компоненти установки активуються та деактивуються шляхом комутації автоматичних вимикачів QF2 – QF4. Керування роботою стенду здійснюється за допомогою **панелі керування**, зображеної на рис. 5.2, яка розташовується на лицьовій частині шафи керування.

На панелі керування знаходяться органи керування та індикації режимів роботи стенду. Структурно панель розділена на 4 блоки:

- «Мережа» – керування режимом роботи мережі;
- «Фільтр» – керування промисловим активним фільтром (SAF);
- «Перетворювач» – керування перетворювачем ABB ACS-800;
- «Навантаження» – керування нелінійним навантаженням.

Блок «**Мережа**» складається з наступних елементів:

- сигнальна лампа «Живлення ~ 380» – сигналізує подачу живлення на експериментальну установку (замкнуто вимикач QF1);
- двопозиційний перемикач «Режим», перемикач якого визначає режими роботи установки: «Симетричний опір» (K1 – розімкнено, K2 – замкнено) та «Несиметричний опір» (K1, K2 – розімкнено), що сигналізуються відповідними сигнальними лампами. Використовується для штучного завищення активного опору мережу та емуляції її несиметрії.

Блок «**Фільтр**» має наступні засоби керування та сигналізації:

- сигнальна лампа «Готовність» – фільтр ввімкнений (QF2) і готовий до роботи;
- сигнальна лампа «Аварія» – збій роботи фільтра, запуск неможливий;
- сигнальна лампа «В роботі» – фільтр запущено в активному стані (в режимі «Start»);
- двопозиційний перемикач «Режим 1–2» для вибору режимів повної або часткової компенсації;
- перемикач «Вкл/Викл» – переводить фільтр в активний стан.

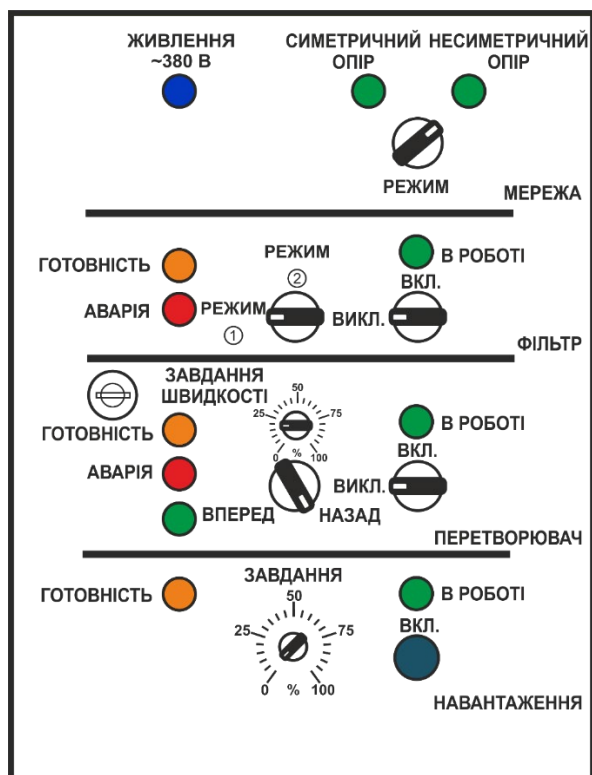


Рисунок 5.2 – Зовнішній вигляд панелі керування експериментальною установкою

Блок «**Перетворювач**» має такі засоби керування та сигналізації:

- «Готовність» – перетворювач ввімкнений і готовий до роботи;
- «Аварія» – збій роботи перетворювача, запуск неможливий;
- «В роботі» – перетворювач в активному стані;
- двопозиційний перемикач «Вперед/Назад» для вибору напрямку обертання двигуна та здійснення реверсу
- перемикач «Вкл/Викл» – переводить перетворювач в активний стан;
- потенціометр «Завдання швидкості» – дозволяє регулювати завдання швидкості двигуна.

Блок «**Навантаження**» призначений для задання параметрів нелінійного РС навантаження і складається з наступних елементів:

- сигнальна лампа «Готовність» – ввімкнений автоматичний вимикач QF3 живлення навантаження;
- сигнальна лампа «В роботі» – навантаження в активному стані;
- потенціометр «Завдання» – дозволяє регулювати потужність нелінійного навантаження;

- кнопка «ВКЛ» – переводить навантаження в активний стан (та генерує сигнал «В роботі»).

В **шафі керування** розташовано плату давачів та модуль АЦП, необхідні блоки живлення а також роз'єми для здійснення усіх електричних з'єднань компонентів експериментальної установки. Вигляд внутрішньої частини шафи керування представлено на рис. 5.3.

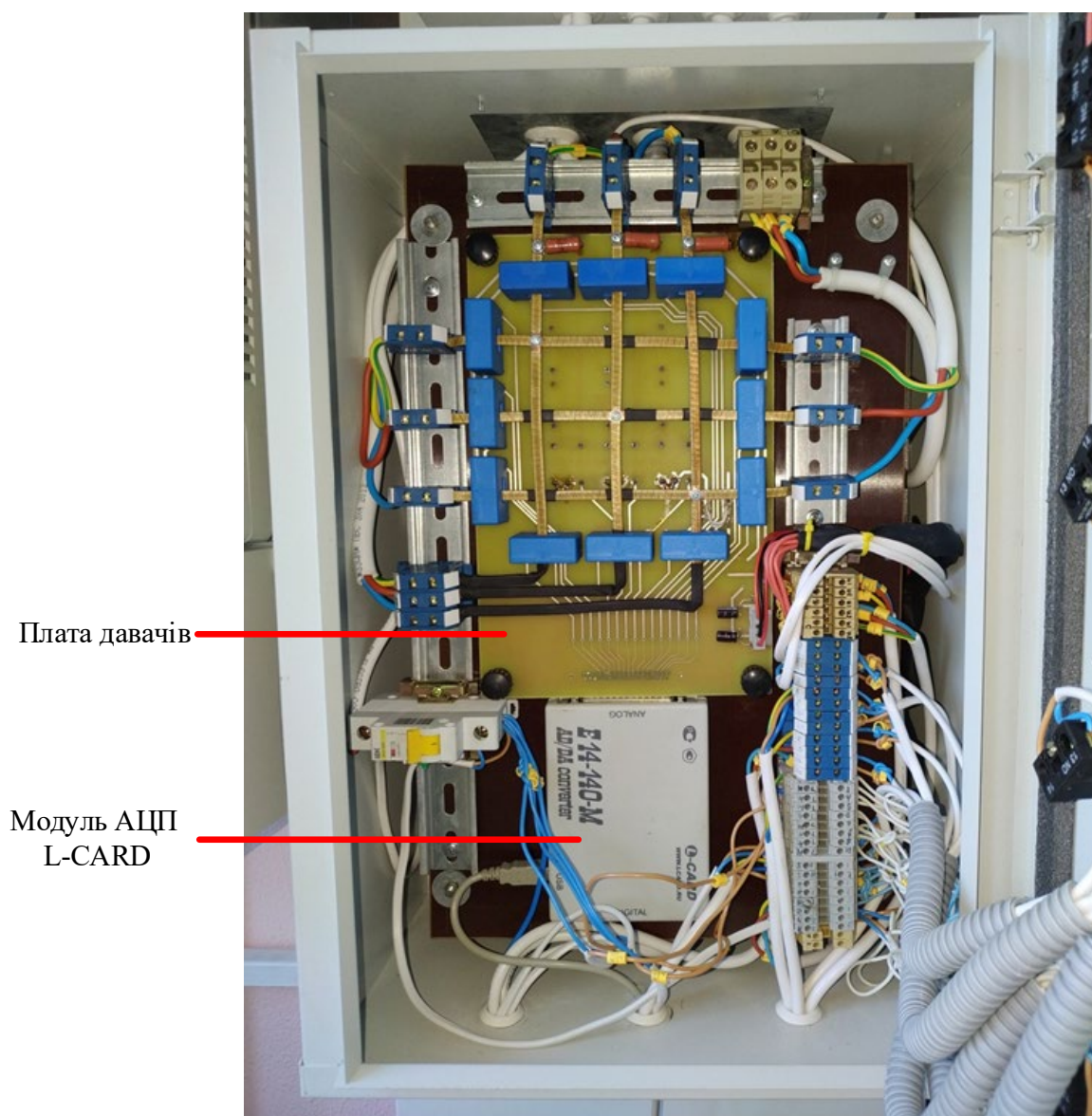


Рисунок 5.3 – Модуль АЦП у складі експериментальної установки

На платі давачів розташовано 12 гальванічно розв'язаних давачів струму типу LEM LA-25P [148] для вимірювання струмів мережі, навантаження, промислового фільтру та прототипу фільтру, а також три давачі напруги мережі LV25-1200 [149].

Модуль аналого–цифрового перетворення сигналів L-CARD E14-140-M [150] з'єднаний з персональним комп'ютером і призначений для зняття осцилограм з давачів лінійних напруг та струмів мережі, фільтра і навантаження. Відзначимо, що сигнали, отримані за допомогою цього модуля, не задіяні в роботі прототипу САФ.

Таким чином, розроблена експериментальна установка, зовнішній вигляд якої представлено на рис. 5.4, дає можливість здійснювати візуалізацію струмів та напруг трифазної мережі, забезпечує регульоване нелінійне навантаження, дозволяє досліджувати процеси компенсації спотворень електроенергії за допомогою серійного силового активного фільтра, а також експериментально тестувати нові алгоритми керування силовим активним фільтром за допомогою розробленого прототипу САФ.

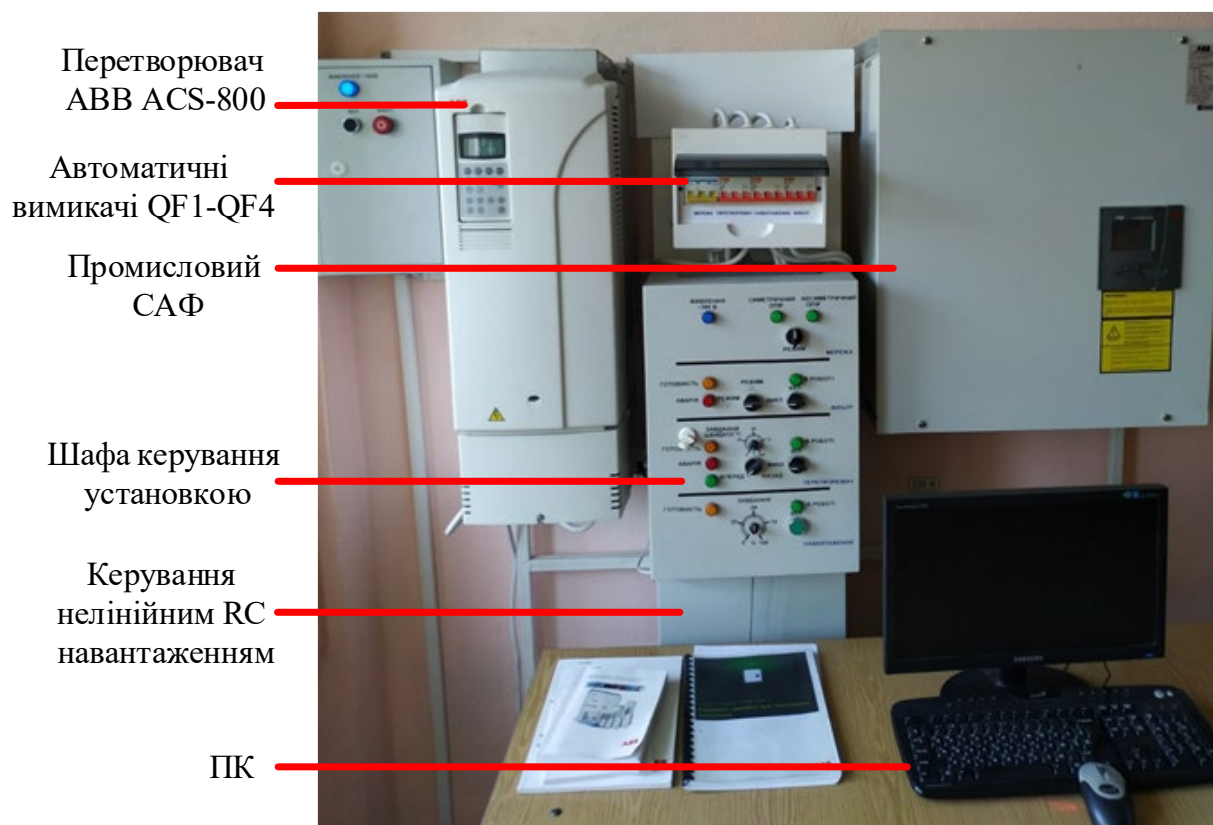


Рисунок 5.4 – Експериментальна установка для тестування алгоритмів САФ

**Прототип силового активного фільтра**, який забезпечує генерацію середньоквадратичного значення струму компенсації до 50 А, реалізовано на основі керуючого контролера на базі 32 розрядного цифрового сигнального процесора з плаваючою точкою TMS320F28335, виробленого компанією Texas Instruments. Функціональна схема прототипу САФ представлена на рис. 5.5, де позначено: XT1, XT2 – вхідна та вихідна силові клеми для підключення мережі та навантаження відповідно, L – вихідні дроселі фільтра, VT1 – VT6 – IGBT ключі інвертора, C – конденсатор ланки постійного струму, ДН – датчі напруги мережі. Частота ШІМ комутації силових транзисторів 5 кГц. Такт квантування цифрової системи керування становить 20 мкс.

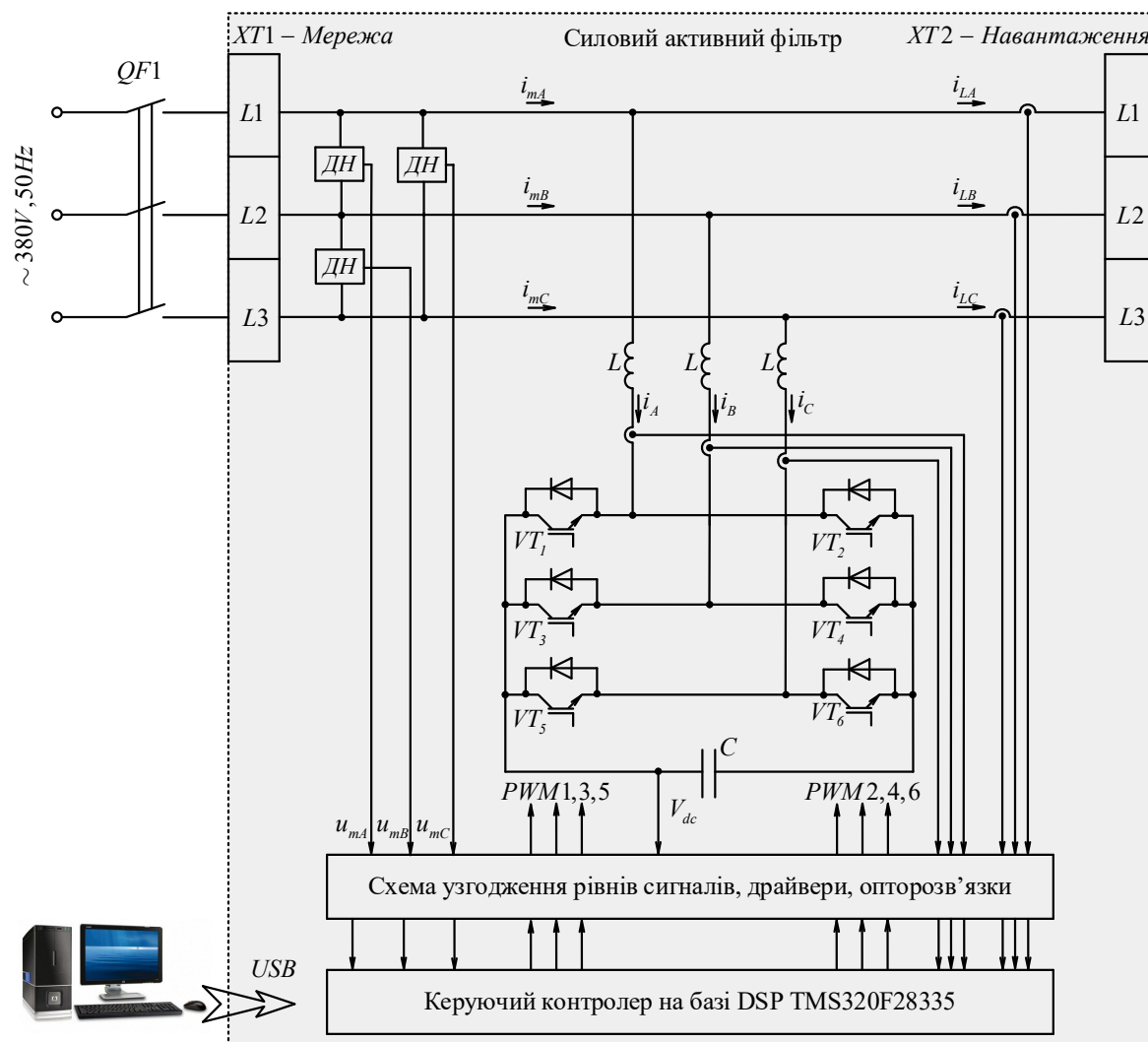


Рисунок 5.5 – Функціональна схема прототипу САФ



Додатково, для повноцінного функціонування САФ необхідними умовами є наявність примусової вентиляції для забезпечення охолодження силових транзисторів та дроселів, та можливість дистанційного керування. Зовнішній вигляд розробленого прототипу САФ представлено на рис. 5.6.

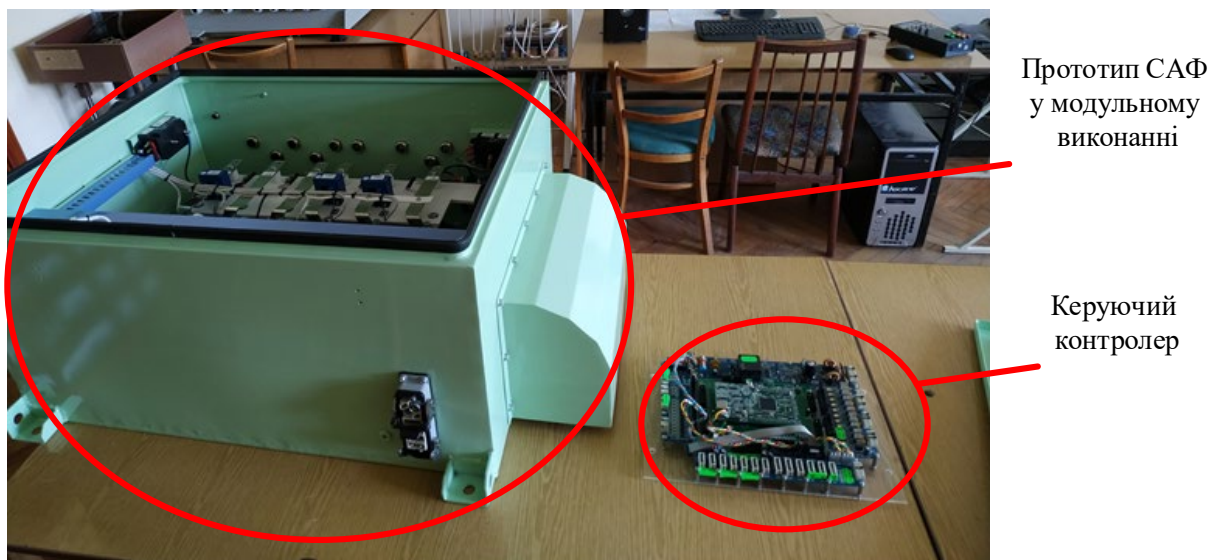


Рисунок 5.6 – Прототип САФ

## 5.2 Загальна методика проведення експериментальних досліджень

Експериментальні дослідження роботи промислового зразка САФ та розробленого прототипу було проведено за наступних умов. Величину нелінійного навантаження встановлено однаковою для всіх тестів. Пікове значення фазного струму нелінійного навантаження складає 40А. В початковий момент часу силовий активний фільтр запущено в роботу, а нелінійне навантаження вимкнене. В момент часу  $t = 2.1$  с вмикається нелінійне навантаження і від САФ вимагається оцінити наявні спотворення та компенсувати їх.

Промисловий САФ та розроблений прототип САФ налаштовано на оцінювання та компенсацію гармонік з порядком 5, 7, 11, 13, 17, 19 в селективному режимі. Система керування прототипу САФ побудовано на основі

- селективного спостерігача гармонік (2.16), розробленого в підрозділі 2.2 і налаштованого відповідно до табл.2.5;
- регулятора струму (3.16);



- регулятора напруги в ланці постійного струму (3.51), розробленого в підрозділі 3.4.

Показники якості компенсації визначалися за наявності постійного нелінійного навантаження, що спотворювало форму струму мережі. При проведенні дослідів вимірювалися лінійні напруги мережі, з яких розраховувалися та відображалися фазні напруги, струми мережі, струми нелінійного навантаження та струми компенсації, утворені САФ. Отримані експериментальні дані в подальшому оброблювалися в середовищі MatLab, в якому для встановлення рівня компенсації, в кожному тесті:

- проводився спектральний аналіз (FFT) кривих струмів мережі та навантаження;
- визначався час компенсації;
- розраховувався THD струму навантаження та струму мережі.

### 5.3 Результати експериментального тестування

*Компенсація гармонічних складових за допомогою промислового САФ.*  
В початковий момент часу нелінійне навантаження вимкнене, тому компенсація спотворень не здійснюється. Після ввімкнення нелінійного навантаження САФ починає здійснювати компенсацію спотворень.

На рис. 5.7 представлено результати компенсації вищих гармонік. З порівняння форм кривих струмів і напруг мережі та навантаження відзначаємо відсутність реактивної складової струму мережі, про що свідчить синфазність кривих струму та напруги мережі. Час оцінювання та компенсації становить приблизно 0.5 с. З порівняння FFT струмів навантаження та мережі встановлюємо повну компенсацію паразитних гармонік, крива скомпенсованого струму мережі має синусоїдну форму. Сумарне гармонічне спотворення струму навантаження становить  $\text{THD} = 150 \%$ , а скомпенсованого струму мережі –  $\text{THD} = 6.5 \%$ .

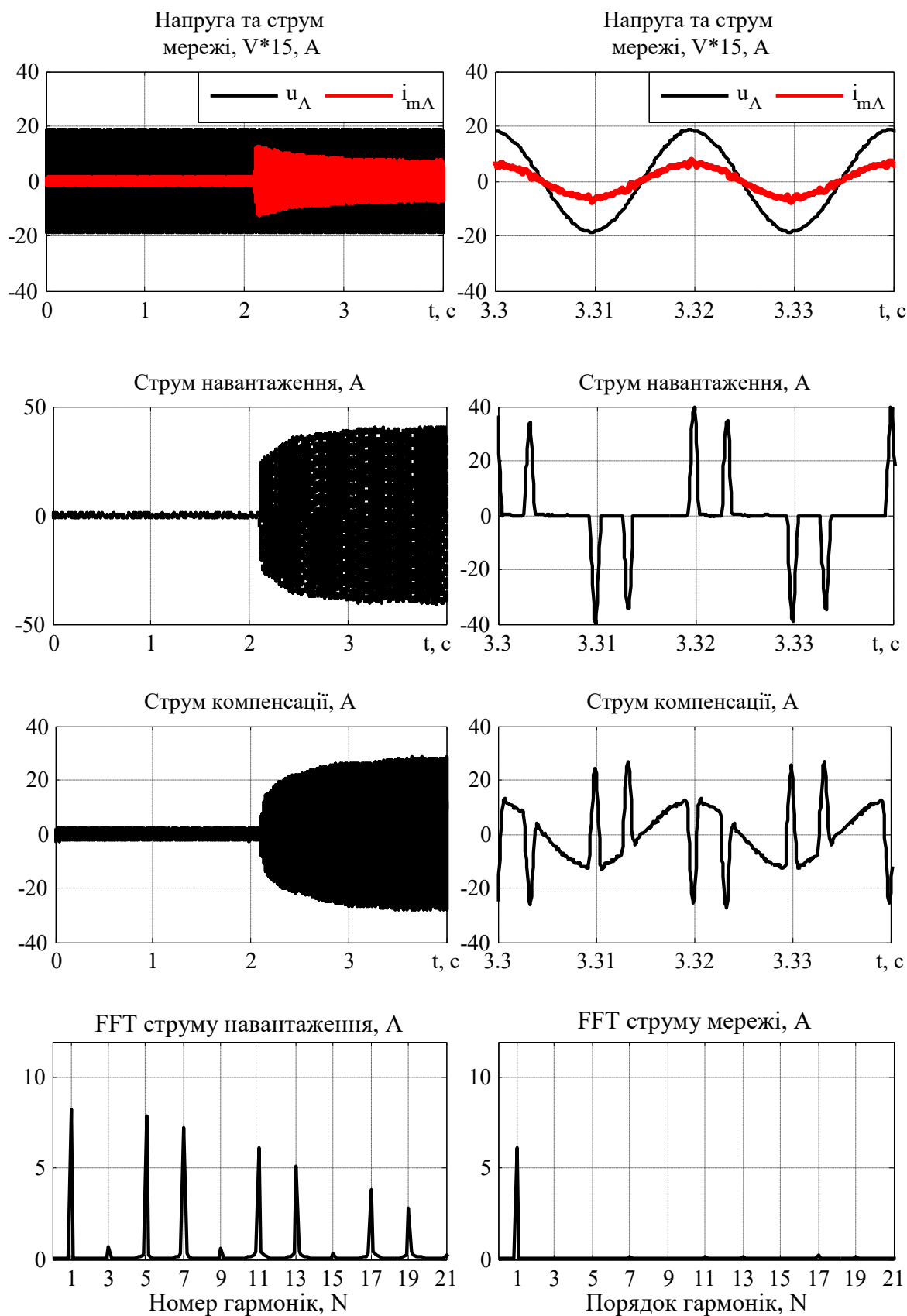


Рисунок 5.7 – Компенсація вищих гармонік струму за допомогою серійного САФ

*Компенсація гармонічних складових за допомогою прототипу САФ із застосуванням розробленого алгоритму керування.* В початковий момент часу нелінійне навантаження вимкнене, тому компенсація спотворень не здійснюється. Після ввімкнення нелінійного навантаження САФ починає здійснювати компенсацію спотворень.

На рис. 5.8 представлено результати компенсації вищих гармонік за допомогою розробленого прототипу САФ. З порівняння форм кривих струмів і напруг мережі та навантаження відзначаємо відсутність реактивної складової струму мережі, про що свідчить синфазність кривих струму та напруги мережі. Крива скомпенсованого струму мережі має практично синусоїдну форму. Час оцінювання та компенсації становить приблизно 0.5 с. З порівняння FFT струмів навантаження та мережі встановлюємо значний рівень подавлення наявних паразитних гармонік. Сумарне гармонічне спотворення струму навантаження становить  $\text{THD} = 150 \%$ , а скомпенсованого струму мережі –  $\text{THD} = 9 \%$ . З порівняння результатів тестування, представлених на рис. 5.7 та рис. 5.8 встановлюємо, що розроблений прототип САФ забезпечує рівень компенсації гармонічних спотворень струму та реактивної потужності, який наближається до існуючих у провідних світових виробників.

Запропонована система керування САФ за своєю структурою в частині практичної реалізації є наближеною до систем прямого векторного керування асинхронними двигунами, які базуються на спостерігачах потокозчеплення ротора повного порядку. Досягнуте спрощення структури системи керування дозволяє реалізовувати САФ на базі традиційних перетворювачів частоти, які широко використовуються в системах векторного керування асинхронними двигунами.

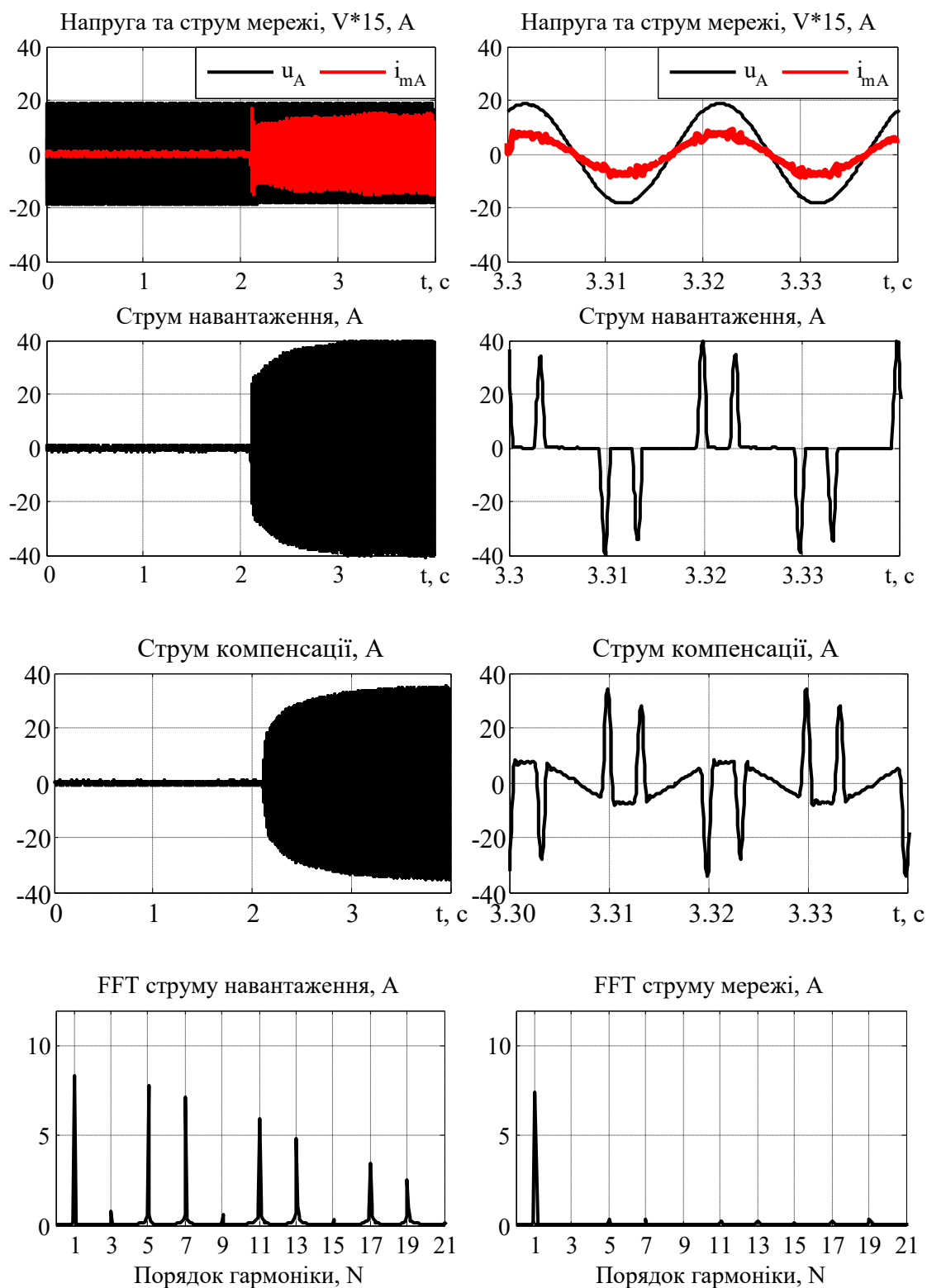


Рисунок 5.8 – Компенсація вищих гармонік струму за допомогою прототипу САФ

Для встановлення потенційного економічного ефекту від спрощення технічної реалізації САФ розглянуто і порівняно технічні характеристики

1) серійного перетворювача з номінальним струмом 750 А, перевантажувальною здатністю 1.3, та орієнтовною вартістю близько 28 тис. євро;

2) серійного САФ з номінальним струмом 200 А, перевантажувальною здатністю 4 та орієнтовною вартістю 43 тис. євро;

одного з провідних світових виробників електротехнічної продукції.

Аналіз характеристик цих пристроїв показав, що вони реалізовані на однаковій апаратній платформі, а різниця в ціні обумовлена вартістю алгоритмічного і програмного забезпечення. Отже, за рахунок використання розроблених в роботі алгоритмів керування, які є простішими в програмній реалізації, можливо забезпечити економію близько 15 тис. євро при створенні САФ з номінальним струмом 200 А. Експертний висновок, що підтверджує наведені розрахунки, представлено в Додатку Ж.

## Висновки по розділу 5

За результатами експериментальних досліджень розробленого та виготовленого прототипу САФ, а також серійного САФ встановлено:

1. Серійні САФ забезпечують виявлення та видалення вищих гармонік струму в селективному режимі та компенсацію реактивної потужності із високим рівнем швидкодії оцінювання та компенсації.

2. Розроблено прототип силового активного фільтра на базі ЦСП TMS320F28335 в якому виконано програмну реалізацію розроблених структур оцінювання струмів навантаження та керування струмами компенсації і напругою в ланці постійного струму активного фільтра.

3. Розроблений прототип з використанням спроектованих алгоритмів оцінювання та компенсації гармонік забезпечує значне подавлення вищих гармонік струму та реактивної потужності. Результати експериментальних тестів значною мірою співпадають з результатами математичного моделювання, що додатково підтверджує достовірність отриманих теоретичних висновків.

4. Розроблені апаратні та програмні засоби для практичної реалізації можуть бути використані при створенні сучасних силових активних фільтрів та здійснення їх промислового впровадження.

5. Результати виконаних в дисертації досліджень використовуються компанією ТОВ «Техносервіспривод» в системах підвищення якості електричної енергії, а також в освітньому процесі Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», що підтверджено відповідними актами. Розроблений САФ є значно простішим з точки зору практичної реалізації у порівнянні з серійними аналогами. Експертне оціночне зниження ціни складає до 15 тис. євро для САФ з номінальним струмом 200 А (з 43 тис. євро до 28 тис. євро).

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія керування силовими активними фільтрами і на цій основі було вирішено актуальну науково-технічну задачу розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів оцінювання гармонічних спотворень та керування координатами САФ з властивостями селективної компенсації, що є важливим для систем підвищення якості електричної енергії в мережах. При цьому отримано наступні основні результати.

1. На основі аналізу існуючих методів керування силовими активними фільтрами обґрунтовано актуальність розвитку методів синтезу та аналізу систем керування силовими активними фільтрами, які гарантують селективне оцінювання та компенсацію гармонічних спотворень.

2. Новий метод формування матриці зворотних зв'язків спостерігача гармонік струму мережі, який базується на специфікації резонансних властивостей його амплітудно-частотних характеристик відносно номеру оцінюваної гармоніки, забезпечує селективність оцінювання критичних гармонік струму з заданою точністю, а також підвищену до 50% (однакову для всіх гармонік) швидкодію оцінювання. Показано, що полюси спостерігача, на відміну від існуючих методів, мають еквідистентне розташування відносно уявної осі комплексної площини, що дозволяє здійснювати синтез спостерігача виходячи із заданого розташування полюсів, зменшити його порядок і кількість слабо демпфованих полюсів.

3. Розроблено метод адаптивного оцінювання фільтрованих сигналів струмів навантаження, що забезпечує підвищення завадозахищеності спостерігача гармонік і відсутність фазових і амплітудних похибок оцінювання.

4. Отримав розвиток метод синтезу алгоритмів керування струмами, що базується на концепції лінеаризації зворотним зв'язком, на основі

якого синтезовано алгоритми керування струмами САФ. Розроблені алгоритми забезпечують асимптотичне відпрацювання струмів, не вимагаючи при цьому використання «великих» коефіцієнтів підсилення в контурі регулювання струмів, що спрощує їх практичну реалізацію, і підвищує завадостійкість.

5. Розроблений новий метод керування усередненою напругою ланки постійного струму САФ дозволяє вперше забезпечити динамічну розв'язку процесів керування струмами і напругою за рахунок формування нелінійного динамічного регулятора напруги. При цьому відбувається часткова лінеаризація підсистеми регулювання напруги, що забезпечує асимптотичну стабілізацію усередненого значення напруги ланки постійного струму та асимптотичне відпрацювання заданих значень струмів компенсації.

6. Метод адаптивного керування струмами активного фільтра вперше забезпечує одночасне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій струмів компенсації гармонічних спотворень, компенсацію реактивної потужності і асимптотичну ідентифікацію невідомих значень активного опору та індуктивності силового кола САФ, що дозволяє уникнути деградації характеристик компенсації в умовах їхньої невизначеності або змін в процесі роботи. Адаптивний алгоритм також придатний для реалізації процедур самоналаштування при ініціалізації системи.

7. Розроблені пакет моделюючих програм та програмне забезпечення для дослідження і практичної реалізації запропонованих в роботі систем керування силовими активними фільтрами дозволяють виконувати повний цикл досліджень та проектування силових активних фільтрів з селективною компенсацією вищих гармонік струму.

8. Результати експериментальних досліджень свідчать, що розроблений прототип САФ забезпечує рівень компенсації гармонічних спотворень струму та реактивної потужності, який наближається до існуючих у



провідних світових виробників. Експериментальні данні значною мірою повторюють результати математичного моделювання, що підтверджує достовірність висновків, отриманих теоретичним шляхом.

9. Результати виконаних в дисертації досліджень використовуються компанією ТОВ «Техносервіспривод» в системах підвищення якості електричної енергії, а також в освітньому процесі Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», що підтверджено відповідними актами. Розроблений САФ є значно простішим з точки зору практичної реалізації у порівнянні з серійними аналогами. Експертне оціночне зниження ціни складає до 15 тис. євро для САФ з номінальним струмом 200 А (з 43 тис. євро до 28 тис. євро). Подальше впровадження рекомендовано на підприємствах електротехнічного профілю України.

### Список використаних джерел

- [1] И. В. Жежеленко, *Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий*, 6 изд., перераб. и доп., Москва: Энергоатомиздат, 2010, 331 с.
- [2] Ю. Железко, *Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии: Руководство для практических расчетов*. Москва: ЭНАС, 2009, 456 с.
- [3] И. В. Жежеленко, Ю. Л. Саенко, *Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях*. Москва: Энергоатомиздат, 2000, 252 с.
- [4] А. Шидловский, А. Жаркин, *Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях*. Киев: Наукова думка, 2005, 211с.
- [5] С. С. Смирнов, *Высшие гармоники в сетях высокого напряжения*. Новосибирск: Наука, 2010, 327 с.
- [6] И. Жежеленко, А. Шидловский, Г. Пивняк, *Электромагнитная совместимость потребителей*, Москва: Машиностроение, 2012, 351 с.
- [7] Д. Арриллага, Д. Брэдли, П. Боджер, *Гармоники в электрических системах*. Москва: Энергоатомиздат, 1990, 320 с.
- [8] F. C. D. L. Rosa, *Harmonics and Power Systems*. Boca Raton: CRC Press, 2006, 216 p.
- [9] R. C. Dugan, S. Santoso, M. F. McGranaghan, and H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*. New York: McGraw Hill Professional, 2002, 546 p.
- [10] C. Sankaran, *Power Quality*. Boca Raton: CRC Press, 2001, 202 p.
- [11] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007, 396 p.
- [12] E. F. Fuchs and M. A. S. Masoum, Eds., 'Chapter 7 - Power System Modeling under Nonsinusoidal Operating Conditions', in *Power Quality in Power*

- Systems and Electrical Machines*, Burlington: Academic Press, 2008, pp. 261–300.
- [13] L. Morán, J. Dixon, and M. Torres, ‘41 - Active Power Filters’, in *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, M. H. Rashid, Ed. Butterworth-Heinemann, 2018, pp. 1341–1379.
- [14] ‘ГОСТ 13109-97. Електрична енергія. Сумісність технічних засобів. Норми якості електричної енергії в системах електропостачання загального призначення’. -К: Держспоживстандарт України, 1999.
- [18] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Std 519-2014 Revis. IEEE Std 519-1992, pp. 1–29, 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [19] *Техническая коллекция Schneider Electric. Выпуск 30. Измерение и устранение гармоник*, Schneider Electric, МКР-TECHCOL30-09, вып. 30, 2009, 48 с.
- [17] G. Carpinelli, P. Caramia, E. Di Vito, A. Losi, and P. Verde, ‘Probabilistic evaluation of the economical damage due to harmonic losses in industrial energy system’, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 11, no. 2, pp. 1021–1031, Apr. 1996, doi: 10.1109/61.489364.
- [18] A. Sharma, B. S. Rajpurohit, and S. N. Singh, ‘A review on economics of power quality: Impact, assessment and mitigation’, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 88, pp. 363–372, May 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.02.011.
- [19] T. S. Key and Jih-Sheng Lai, ‘Costs and benefits of harmonic current reduction for switch-mode power supplies in a commercial office building’, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1017–1025, Sep. 1996, doi: 10.1109/28.536860.
- [20] T. C. Sekar and B. J. Rabi, ‘A review and study of harmonic mitigation techniques’, in *2012 International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM)*, Dec. 2012, pp. 93–97, doi: 10.1109/ICETEEEM.2012.6494450.

- [24] И. В. Волков, К. П. Акинин, Г. В. Исаков, ‘Сравнительный анализ способов фильтрации токов потребляемых выпрямительными установками’, *Техническая Электродинамика*, № 6, с. 23–27, 1999.
- [22] L. Motta and N. Faúndes, ‘Active / passive harmonic filters: Applications, challenges trends’, in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Oct. 2016, pp. 657–662, doi: 10.1109/ICHQP.2016.7783319.
- [23] H. Sasaki and T. Machida, ‘A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design’, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009–2019, Sep. 1971, doi: 10.1109/TPAS.1971.292996.
- [24] H. Fujita and H. Akagi, ‘A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters’, in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct. 1990, pp. 1107–1112 vol.2, doi: 10.1109/IAS.1990.152323.
- [25] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, ‘Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters’, in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct. 1989, pp. 959–966 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1989.96760.
- [26] H. Akagi, ‘New trends in active filters for improving power quality’, in , *Proceedings of the 1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996*, Jan. 1996, vol. 1, pp. 417–425 vol.1, doi: 10.1109/PEDES.1996.539652.
- [27] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, ‘A review of active filters for power quality improvement’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct. 1999, doi: 10.1109/41.793345.
- [28] A. Zouidi, F. Fnaiech, and K. Al-Haddad, ‘Voltage source Inverter Based three-phase shunt active Power Filter: Topology, Modeling and Control Strategies’, in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Jul. 2006, vol. 2, pp. 785–790, doi: 10.1109/ISIE.2006.295734.

- [29] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, and B. Banerjee, 'Active filter system implementation', *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, no. 5, pp. 47–63, Sep. 1998, doi: 10.1109/2943.715508.
- [30] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, 'A survey of active filters and reactive power compensation techniques', in *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)*, 2000, pp. 7–12, doi: 10.1049/cp:20000211.
- [31] T. Jain, S. Jain, and G. Agnihotri, 'Comparison of topologies of hybrid active power filter', in *IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007)*, 2007. *ICTES*, Dec. 2007, pp. 503–509.
- [32] A. Domijan, G. T. Heydt, A. P. S. Meliopoulos, S. S. Venkata, and S. West, 'Directions of research on electric power quality', *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 1, pp. 429–436, Jan. 1993, doi: 10.1109/61.180365.
- [33] A. K. Abdelsalam, M. I. Masoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, 'Comparative study of AC side passive and active filters for medium voltage PWM current source rectifiers', in *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008*, Apr. 2008, pp. 578–582.
- [34] J. G. Pinto, B. Exposto, V. Monteiro, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, 'Comparison of current-source and voltage-source Shunt Active Power Filters for harmonic compensation and reactive power control', in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2012, pp. 5161–5166, doi: 10.1109/IECON.2012.6389552.
- [35] R. Khanna, S. T. Chacko, and N. Goel, 'Performance and investigation of hybrid filters for Power Quality Improvement', in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2011 5th International*, Jun. 2011, pp. 93–97, doi: 10.1109/PEOCO.2011.5970409.
- [36] L. Fang, A. Luo, X. Xu, and H. Fang, 'A Novel Power Quality Compensator for Negative-Sequence and Harmonic Currents in High-Speed Electric

- Railway', in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011 Asia-Pacific*, Mar. 2011, pp. 1–5, doi: 10.1109/APPEEC.2011.5748427.
- [37] S. George and V. Agarwal, 'A novel technique for optimising harmonics and reactive power with load balancing under nonsinusoidal supply and unbalanced load conditions', in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, Jun. 2003, vol. 4, pp. 1537–1541 vol.4, doi: 10.1109/PESC.2003.1217687.
- [38] S. George and V. Agarwal, 'A novel technique for optimising the harmonics and reactive power under nonsinusoidal voltage conditions', in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, Nov. 2002, vol. 2, pp. 858–863 vol.2, doi: 10.1109/IECON.2002.1185384.
- [39] S. A. O. da Silva, R. A. Modesto, A. F. Neto, and S. G. de Souza Cervantes, 'A single-phase UPS system with harmonic suppression and reactive power compensation', in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, Sep. 2009, pp. 558–563, doi: 10.1109/COBEP.2009.5347745.
- [40] W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, and H. Akagi, 'Design of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated into a Three-Phase Diode Rectifier', Jun. 2006, pp. 1–7, doi: 10.1109/PESC.2006.1711974.
- [41] M.-X. Wang, H. Pouliquen, and M. Grandpierre, 'Performance of an active filter using PWM current source inverter', in *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993*, Sep. 1993, pp. 218–223 vol.8.
- [42] R. E. Shatshat, M. M. A. Salama, and M. Kazerani, 'Artificial intelligent controller for current source converter-based modular active power filters', *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 3, pp. 1314–1320, Jul. 2004, doi: 10.1109/TPWRD.2004.829148.
- [43] S. N. Usluer and A. M. Hava, 'Investigation on series active filter compensated high power grid-connected voltage source inverters with LCL filter', in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 381–388, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953418.

- [44] B. Singh, Anuradha, D. P. Kothari, and A. Chandra, 'Variable structure control of four pole voltage source inverter for active filtering of nonlinear loads in 3-phase 4-wire systems', in *Power Quality '98*, Jun. 1998, pp. 89–94, doi: 10.1109/PQ.1998.710360.
- [45] M. S. A. Dahidah, G. Konstantinou, and V. G. Agelidis, 'A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4091–4106, Aug. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2355226.
- [46] T. Demirdelen, İ. Kayaalp, and M. Tumay, 'A Modular Cascaded Multilevel Inverter Based Shunt Hybrid Active Power Filter For Selective Harmonic And Reactive Power Compensation Under Distorted/Unbalanced Grid Voltage Conditions', *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 6, pp. 1133–1138, Oct. 2016.
- [47] H. Manafi, F. Moosazadeh, Y. Pourebrahim, and D. Mirabbasi, 'A New Control Method/or Parallel High-power Active Power Filters', in *Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, Proceedings of NDES 2012*, Jul. 2012, pp. 1–4.
- [48] S. A. Oliveira da Silva, P. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, and P. F. Seixas, 'A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities', in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*, Sep. 2001, vol. 4, pp. 2389–2396 vol.4, doi: 10.1109/IAS.2001.955956.
- [49] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, and P. C. Cortizo, 'A three-phase series-parallel compensated line-interactive UPS system with sinusoidal input current and sinusoidal output voltage', in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, 1999, vol. 2, pp. 826–832 vol.2, doi: 10.1109/IAS.1999.801603.

- [50] K. R. Chaudhari and T. A. Trivedi, 'Analysis on control strategy of Shunt Active Power Filter for three-phase three-wire system', in *Transmission Distribution Conference and Exposition - Latin America (PES T D-LA), 2014 IEEE PES*, Sep. 2014, pp. 1–6, doi: 10.1109/TDC-LA.2014.6955179.
- [51] G. Panda, S. K. Dash, and N. Sahoo, 'Comparative performance analysis of Shunt Active power filter and Hybrid Active Power Filter using FPGA-based hysteresis current controller', in *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Dec. 2012, pp. 1–6, doi: 10.1109/IICPE.2012.6450517.
- [52] B. Ciprian, G. Gelu, M. Toader, and F. Grigore, 'Comparison of three phase 4-leg shunt active power filter algorithms', in *2011 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and 2011 Electromotion Joint Conference (ACEMP)*, Sep. 2011, pp. 478–483, doi: 10.1109/ACEMP.2011.6490646.
- [53] K. Nohara, A. Ueda, A. Torii, and K. Doki, 'Compensating Characteristics of a Series-Shunt Active Power Filter Considering Unbalanced Source Voltage and Unbalanced Load', in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, Apr. 2007, pp. 1692–1697, doi: 10.1109/PCCON.2007.373190.
- [54] T. Narongrit, K.-L. Areerak, and K.-N. Areerak, 'Current control of shunt active power filter using space vector PWM', in *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, May 2012, pp. 1–4, doi: 10.1109/ECTICon.2012.6254125.
- [55] S. Charles and C. Vivekanandan, 'Design and Specifications of SVPWM Controlled Three Phase Three Wire Shunt Active Power Filter for Harmonic Mitigation', in *2011 International Conference on Process Automation, Control and Computing (PACC)*, Jul. 2011, pp. 1–8, doi: 10.1109/PACC.2011.5978979.
- [56] K. A. Rani Fathima and T. A. Raghavendiren, 'Intelligent controller based three phase shunt active filter for THD reduction in non-linear load and



- capacitor voltage stability’, in *2014 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS)*, Mar. 2014, pp. 1–7, doi: 10.1109/ICDCSyst.2014.6926144.
- [57] M. Basu, S. P. Das, and G. K. Dubey, ‘Parallel converter scheme for high-power active power filters’, *Electr. Power Appl. IEE Proc. -*, vol. 151, no. 4, pp. 460–466, Jul. 2004, doi: 10.1049/ip-epa:20040211.
- [58] S. G. Seifossadat, R. Kianinezhad, A. Ghasemi, and M. Monadi, ‘Quality improvement of shunt active power filter, using optimized tuned harmonic passive filters’, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008*, Jun. 2008, pp. 1388–1393, doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581063.
- [59] M. Y. Lada, I. Bugis, and M. H. N. Talib, ‘Simulation a shunt active power filter using MATLAB/Simulink’, in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2010 4th International*, Jun. 2010, pp. 371–375, doi: 10.1109/PEOCO.2010.5559218.
- [60] M. Y. Lada, O. Mohindo, A. Khamis, J. M. Lazi, and I. W. Jamaludin, ‘Simulation single phase shunt active filter based on p-q technique using MATLAB/Simulink development tools environment’, in *2011 IEEE Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC)*, Apr. 2011, pp. 159–164, doi: 10.1109/IAPEC.2011.5779860.
- [61] K. Ruanmakok, K. Areerak, K. Areerak, and W. Sangtungton, ‘The control of shunt active power filter using sliding mode controller’, in *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, May 2014, pp. 1–5, doi: 10.1109/ECTICon.2014.6839899.
- [62] F. Kamran and T. G. Habetler, ‘A novel on-line UPS with universal filtering capabilities’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 410–418, May 1998, doi: 10.1109/63.668099.
- [63] F. Kamran and T. G. Habetler, ‘Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter’, in , *26th*

- Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record*, Jun. 1995, vol. 1, pp. 196–201 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1995.474812.
- [64] H.-K. Chiang, B.-R. Lin, K.-T. Yang, and K.-W. Wu, 'Hybrid Active Power Filter for power quality compensation', in *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005*, Nov. 2005, vol. 2, pp. 949–954, doi: 10.1109/PEDS.2005.1619824.
- [65] S. Bhattacharya, D. M. Divan, and B. B. Banerjee, 'Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active and parallel passive filter system', in , *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record*, Jun. 1993, pp. 779–786, doi: 10.1109/PESC.1993.472012.
- [66] S. Sellakumar, M. Vijayakumar, and V. Rajendran, 'Design of Novel Hybrid Shunt Active Filter for the Improvement of Power Quality in Distribution Lines', in *2011 International Conference on Process Automation, Control and Computing (PACC)*, Jul. 2011, pp. 1–6, doi: 10.1109/PACC.2011.5979025.
- [67] A. Blorfan, P. Wira, D. Flieller, G. Sturtzer, and J. Merckle, 'A three-phase hybrid active power filter with photovoltaic generation and hysteresis current control', in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2011, pp. 4316–4321, doi: 10.1109/IECON.2011.6120018.
- [68] G. Panda, S. K. Dash, and N. Sahoo, 'Analysis and Operation of FPGA-based Hybrid Active Power Filter for Harmonic Elimination in a Distribution System', in *2012 International Symposium on Electronic System Design (ISED)*, Dec. 2012, pp. 77–81, doi: 10.1109/ISED.2012.32.
- [69] K. Hasan and M. F. Romlie, 'Comparative study on combined series active and shunt passive power filter using two different control methods', in *International Conference on Intelligent and Advanced Systems, 2007. ICIAS 2007*, Nov. 2007, pp. 928–933, doi: 10.1109/ICIAS.2007.4658522.

- [70] S. K. Dash and G. Panda, 'Development of 1-ph hybrid active power filter with an efficient FPGA platform for power conditioning', in *2013 IEEE 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)*, Dec. 2013, pp. 186–190, doi: 10.1109/CATCON.2013.6737495.
- [71] S. Parthasarathy, L. J. Sindhujah, and V. Rajasekaran, 'Harmonic mitigation in a rectifier system using hybrid power filter', in *2012 International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET)*, Mar. 2012, pp. 483–488, doi: 10.1109/ICCEET.2012.6203800.
- [72] H. Chen, Y. Sun, and W. Chen, 'Harmonic suppression of grid-connected distributed generation based on novel Hybrid power filter', in *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009*, May 2009, pp. 2914–2918, doi: 10.1109/ICIEA.2009.5138742.
- [73] G. Ahrabian, F. Shahnia, and M. T. Haque, 'Hybrid Filter Applications for Power Quality Improvement of Power Distribution Networks Utilizing Renewable Energies', in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Jul. 2006, vol. 2, pp. 1161–1165, doi: 10.1109/ISIE.2006.295801.
- [74] P. S. Modi and S. K. Joshi, 'New combined Hybrid active filter for twelve pulse converter operating under asymmetrical operation', in *Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2011 21st Australasian*, Sep. 2011, pp. 1–6.
- [75] A. Ametani, 'Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection', *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. 95, no. 2, pp. 441–449, Mar. 1976, doi: 10.1109/T-PAS.1976.32123.
- [76] J.-H. Choi, G.-W. Park, and S. B. Dewan, 'Standby power supply with active power filter ability using digital controller', in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, Mar. 1995, pp. 783–789 vol.2, doi: 10.1109/APEC.1995.469031.

- [77] P.-T. Cheng and T.-L. Lee, 'A Dynamic Tuning Method for Distributed Active Filter Systems', in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting*, Oct. 2006, vol. 1, pp. 175–182, doi: 10.1109/IAS.2006.256502.
- [78] N. F. A. Abdul Rahman and S. Z. Mohammad Noor, 'A new approach for single-phase shunt active power filter (SSAPF) operation', in *2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, Jul. 2012, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICPERE.2012.6287234.
- [79] M. F. Mohd Zin, N. Hamzah, and M. N. Seroji, 'A study on THD reduction by active power filter applied using closed-loop current controlled AC-AC SPMC topology', in *2012 IEEE Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, Jul. 2012, pp. 392–397, doi: 10.1109/ICSGRC.2012.6287198.
- [80] M. Badawy, A. Ahmed, Y. Sozer, and P. Yi, 'Active THD reduction strategy for grid connected EV charging stations', in *2013 IEEE Energytech*, May 2013, pp. 1–5, doi: 10.1109/EnergyTech.2013.6645289.
- [81] B. Geethalakshmi and K. DelhiBabu, 'An advanced modulation technique for the cascaded multilevel inverter used as a shunt active power filter', in *2010 India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Jan. 2011, pp. 1–6, doi: 10.1109/IICPE.2011.5728123.
- [82] P. Jintakosonwit, H. Fujita, and H. Akagi, 'Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 132–140, Jan. 2002, doi: 10.1109/63.988679.
- [83] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, 'High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, Sep. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.904060.

- [84] G.-Y. Jeong, T.-J. Park, and B.-H. Kwon, 'Line-voltage-sensorless active power filter for reactive power compensation', *Electr. Power Appl. IEE Proc.* -, vol. 147, no. 5, pp. 385–390, Sep. 2000, doi: 10.1049/ip-epa:20000541.
- [85] X. Zha and Y. Chen, 'The iterative learning control strategy for hybrid active filter to dampen harmonic resonance in industrial power system', in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03*, Jun. 2003, vol. 2, pp. 848–853 vol. 2, doi: 10.1109/ISIE.2003.1267931.
- [86] F. Cupertino, M. Marinelli, and L. Salvatore, 'EKF-and wavelet-based algorithms applied to harmonic detection for active shunt filters', in *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, Sep. 2004, pp. 721–727, doi: 10.1109/ICHQP.2004.1409442.
- [87] M. B. Ketzer and C. B. Jacobina, 'Virtual Flux Sensorless Control for Shunt Active Power Filters With Quasi-Resonant Compensators', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4818–4830, Jul. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2487298.
- [88] G. Satyanarayana, K. N. V. Prasad, G. R. Kumar, and K. L. Ganesh, 'Improvement of power quality by using hybrid fuzzy controlled based IPQC at various load conditions', in *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, Apr. 2013, pp. 1243–1250, doi: 10.1109/ICEETS.2013.6533565.
- [89] S. R. N. Dzonde, H. Berviller, C. H. Kom, and P. Wira, 'A unique FPGA for the implementation of neural strategies for identifying harmonic distortions', in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2013, pp. 352–357, doi: 10.1109/IECON.2013.6699161.
- [90] V. Khadkikar, A. Chandra, and B. N. Singh, 'Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: simulation and DSP-based experimental investigation', *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 1, pp. 67–78, Jan. 2009, doi: 10.1049/iet-pel:20070375.

- [91] R. S. Herrera, P. Salmeron, J. R. Vazquez, S. P. Litran, and A. Perez, 'GENERALIZED instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems', in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, Sep. 2009, pp. 1–10.
- [92] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, and J. S. Martins, 'p-q Theory power components calculations', in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03*, Jun. 2003, vol. 1, pp. 385–390 vol. 1, doi: 10.1109/ISIE.2003.1267279.
- [93] A. Bitoleanu, M. Popescu, and V. Suru, 'p-q power theory: Some theoretical and practical aspects', in *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, Jun. 2010, pp. 74–79, doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524520.
- [94] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim, 'The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach', in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, 1999, vol. 1, pp. 431–439 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1999.799991.
- [95] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, and A. Nabae, 'Generalized theory of instantaneous reactive power and its application', *Electr. Eng. Jpn.*, vol. 103, no. 4, pp. 58–66, Jul. 1983, doi: 10.1002/eej.4391030409.
- [96] M. Yu. Artemenko, V. M. Mykhalskyi, S. Y. Polishchuk, V. V. Chopyk, and I. A. Shapoval, 'The Instantaneous Power Theory of Multiphase Power Supply Systems and Its Application to Energy-Saving Shunt Active Filtering', in *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Jul. 2019, pp. 334–340, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879845.
- [97] X. Kong, Y. Yuan, H. Huang, and Y. Wang, 'Overview of the instantaneous reactive power theory in three-phase systems', in *2015 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power*

- Technologies (DRPT)*, Nov. 2015, pp. 2331–2336, doi: 10.1109/DRPT.2015.7432640.
- [98] T. Zou, H. Geng, and K. Wang, ‘Optimized harmonic detecting and repetitive control scheme for shunt active power filter in synchronous reference frame’, in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, May 2016, pp. 680–684, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512367.
- [99] K. Bhattacharjee, ‘Harmonic mitigation by SRF theory based active power filter using adaptive hysteresis control’, in *Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014*, Mar. 2014, pp. 1–6, doi: 10.1109/PESTSE.2014.6805317.
- [100] V. M. Cardenas, C. Nunez, and N. Vazquez, ‘Analysis and evaluation of control techniques for active power filters: sliding mode control and proportional-integral control’, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, Mar. 1999, vol. 1, pp. 649–654 vol.1, doi: 10.1109/APEC.1999.749763.
- [101] S. M. R. Rafiei, L. Limongi, G. Griva, and R. Bojoi, ‘Optimal design of high performance repetitive controller for shunt active filters using Strength Pareto multi-objective optimization approach’, in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, Sep. 2009, pp. 1–10.
- [102] G. Falahi and H. Mokhtari, ‘Performance Improvement of Parallel Active Power Filters Using Droop Control Method’, in *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, Mar. 2009, pp. 1–4, doi: 10.1109/APPEEC.2009.4918590.
- [103] C. A. Claro, J. Kaffka, and A. Campos, ‘Analysis and design of a shunt active power filter employing a dead beat control technique’, in *The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings*, 1999, vol. 3, pp. 1427–1433 vol.3, doi: 10.1109/IECON.1999.819434.

- [104]A. Bitoleanu and M. Popescu, ‘Shunt active power filter Overview on the reference current methods calculation and their implementation’, in *2013 4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)*, Oct. 2013, pp. 1–12, doi: 10.1109/ISEEE.2013.6674384.
- [105]R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, and J. Miret, ‘Model-Based Control for a Three-Phase Shunt Active Power Filter’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 3998–4007, Jul. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2540580.
- [106]L. Marconi, F. Ronchi, and A. Tilli, ‘Robust control of shunt active filter based on the internal model principle’, in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, Jun. 2003, vol. 5, pp. 3943–3948 vol.5, doi: 10.1109/ACC.2003.1240452.
- [107]L. Marconi, F. Ronchi, and A. Tilli, ‘Robust perfect compensation of load harmonics in shunt active filters’, in *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, Dec. 2004, vol. 3, pp. 2978–2983 Vol.3, doi: 10.1109/CDC.2004.1428920.
- [108]F. Ronchi and A. Tilli, ‘Design methodology for shunt active filters’, Jan. 2002.
- [109]J. Hanschke, L. Marconi, and A. Tilli, ‘Averaging Control of the DC-Link Voltage in Shunt Active Filters’, in *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, Dec. 2006, pp. 6211–6216, doi: 10.1109/CDC.2006.377812.
- [110]S. George and V. Agarwal, ‘Optimum Control of Selective and Total Harmonic Distortion in Current and Voltage Under Nonsinusoidal Conditions’, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 2, pp. 937–944, Apr. 2008, doi: 10.1109/TPWRD.2007.916011.
- [111]L. Asiminoaei, S. Hansen, C. Lascu, and F. Blaabjerg, ‘Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter’, in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2007, pp. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2007.4417361.



- [112]J. R. Wells, B. M. Nee, P. L. Chapman, and P. T. Krein, ‘Selective harmonic control: a general problem formulation and selected solutions’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1337–1345, Nov. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.857541.
- [113]V. D. Bacon and S. A. O. da Silva, ‘Selective harmonic currents suppressing applied to a three-phase shunt active power filter based on adaptive filters’, in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Nov. 2015, pp. 1–6, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420125.
- [114]D. Kumar and F. Zare, ‘Harmonic Analysis of Grid Connected Power Electronic Systems in Low Voltage Distribution Networks’, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 70–79, Mar. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2454537.
- [115]A. Abd El-Mageed Elhenawy, M. Mohamed Sayed, and M. Ibrahim Gilany, ‘Harmonic Cancellation In Residential Buildings’, in *2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Dec. 2018, pp. 346–351, doi: 10.1109/MEPCON.2018.8635171.
- [116]Y. Wang, J. Yong, Y. Sun, W. Xu, and D. Wong, ‘Characteristics of Harmonic Distortions in Residential Distribution Systems’, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 32, no. 3, pp. 1495–1504, Jun. 2017, doi: 10.1109/TPWRD.2016.2606431.
- [117]D. Salles, C. Jiang, W. Xu, W. Freitas, and H. E. Mazin, ‘Assessing the Collective Harmonic Impact of Modern Residential Loads—Part I: Methodology’, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1937–1946, Oct. 2012, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2207132.
- [118]G. Zhao and Y. Yue, ‘Harmonic analysis and suppression of electric vehicle charging station’, in *2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, Aug. 2017, pp. 347–351, doi: 10.1109/ICMA.2017.8015841.

- [119]ABB DRIVES, ‘Technical guide No. 6 Guide to harmonics with AC drives. 3AFE64292714 REV F EN 27.11.2017 \*20434’, p. 32.
- [120]J. He and Beihua Liang, ‘Selective harmonic compensation using active power filter with enhanced double-loop controller’, in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, May 2016, pp. 2714–2718, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512727.
- [121]C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, ‘Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 337–347, Feb. 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2006953.
- [122]С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Ю. М. Зайченко, and А. Ю. Дученко, ‘Спостерігач гармонічного складу трифазного струму для паралельних активних фільтрів’, *Вісник Вінницького Політехнічного Інституту*, №. 2, с. 57–62, трав. 2016.
- [123]С. М. Пересада and Ю. М. Зайченко, ‘Дискретний спостерігач гармонічного складу струму трифазної мережі’, *Вісник Вінницького Політехнічного Інституту*, №. 1, с. 80–85, лют. 2018.
- [124]S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa, and Y. Nikonenko, ‘Three-phase current harmonics estimation for shunt active power filters’, in *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Nov. 2017, pp. 272–275, doi: 10.1109/MEES.2017.8248908.
- [125]C. L. Fortescue, ‘Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks’, *Proc. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 37, no. 6, pp. 629–716, Jun. 1918, doi: 10.1109/PAIEE.1918.6594104.
- [126]A. Isidori, L. Marconi, and A. Serrani, *Robust Autonomous Guidance: An Internal Model Approach*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [127]F. Ronchi and A. Tilli, ‘Three-phase positive and negative sequences estimator to generate current reference for selective active filters’, in *10th*

- Mediterranean Conference on control and automation*, Lisbon, Portugal, Jul. 2002, p. 378.
- [128]D. G. Luenberger, ‘Observing the State of a Linear System’, *IEEE Trans. Mil. Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 74–80, Apr. 1964, doi: 10.1109/TME.1964.4323124.
- [129]F. Ewald and A. S. M. Mohammad, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. Elsevier, 2008.
- [130]R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive, and Robust*. Prentice Hall, 1995.
- [131]S. M. Peresada, S. Kovbasa, Y. Zaichenko, and V. Reshetnyk, ‘Selective compensation of Three-phase current harmonics’, *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2018, pp. 102–105, May 2018, doi: 10.15407/technd2018.04.102.
- [132]S. M. Peresada, V. M. Mykhalskyi, Y. M. Zaichenko, and S. M. Kovbasa, ‘Selective and adaptive harmonics estimation for three-phase shunt active power filters’, *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2018, pp. 29–38, Feb. 2018, doi: 10.15407/technd2018.02.029.
- [133]S. Peresada, Y. Zaichenko, and Y. Nikonenko, ‘Partially Feedback Linearizing DC-Link Voltage Controller for Three-Phase Shunt Active Power Filters’, in *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Sep. 2019, pp. 306–309, doi: 10.1109/MEES.2019.8896467.
- [134]A. Mueller, *Recent Advances in Robust Control - Theory and Applications in Robotics and Electromechanics*. 2011.
- [135]A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*, 1 edition. Hoboken, N.J: Wiley-IEEE Press, 2010.
- [136]W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, ‘Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero

- Components', *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, Jul. 1951, doi: 10.1109/T-AIEE.1951.5060554.
- [137] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, 'Generalized averaging method for power conversion circuits', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, Apr. 1991, doi: 10.1109/63.76811.
- [138] S. R. Sanders and G. C. Verghese, 'Synthesis of averaged circuit models for switched power converters', in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 1990, pp. 679–683 vol.1, doi: 10.1109/ISCAS.1990.112170.
- [139] R. Ortega, J. A. L. Perez, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. London: Springer-Verlag, 1998.
- [140] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, 'Active power filters: a review', *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 5, pp. 403–413, Sep. 2000, doi: 10.1049/ip-epa:20000522.
- [141] L. Marconi, F. Ronchi, and A. Tilli, 'Robust nonlinear control of shunt active filters for harmonic current compensation', *Automatica*, vol. 43, pp. 252–263, Feb. 2007, doi: 10.1016/j.automatica.2006.08.021.
- [142] A. Tilli, F. Ronchi, and A. Tonielli, 'Shunt active filters: selective compensation of current harmonics via state observer', Nov. 2002, vol. 2, pp. 874–879, doi: 10.1109/IECON.2002.1185387.
- [143] L. Marconi, F. Ronchi, and A. Tilli, 'Stabilization of the voltage internal dynamics of a shunt active filter', *IFAC Proc. Vol.*, vol. 37, no. 13, pp. 823–828, Sep. 2004, doi: 10.1016/S1474-6670(17)31327-7.
- [141] Ю. А. Митропольский, *Метод усреднения в нелинейной механике*. Киев: Наукова думка, 1971, 440 с.
- [142] Н. Н. Боголюбов, Ю. А. Митропольский, *Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний*. Москва: Физматлит, 1963, 408 с.
- [146] S. Peresada, Y. Zaichenko, D. Pushnitsyn, and V. Reshetnik, 'Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters Under Resistance and

- Inductance Uncertainty’, in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Sep. 2018, pp. 280–285, doi: 10.1109/IEPS.2018.8559591.
- [147] S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa, and V. Reshetnik, ‘Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters’, in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Apr. 2018, pp. 598–604, doi: 10.1109/ELNANO.2018.8477546.
- [148] ‘Давач струму LA-25P. Технічна документація. URL: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la\\_25-p.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_25-p.pdf)’.
- [149] ‘Давач напруги LV25-1200. Технічна документація. URL: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/lv\\_25-1200\\_e.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-1200_e.pdf)’.
- [150] ‘Преобразователи напряжения измерительные L-CARD. E14-140, E14-140-M, E14-140-M-D, E14-140-M-I, E14-140-M-D-I. Руководство пользователя. URL: [https://www.lcard.ru/download/e14\\_140\\_users\\_guide.pdf](https://www.lcard.ru/download/e14_140_users_guide.pdf)’.

## ДОДАТОК А.

## Список публікацій за темою дисертації

1. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Ю. М. Зайченко, А. Ю. Дученко. Спостерігач гармонічного складу трифазного струму для паралельних активних фільтрів. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2016. № 2. С. 57-62.
2. Пересада С. М, Ю. М. Зайченко. Дискретний спостерігач гармонічного складу струму трифазної мережі. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 1. С. 80-85.
3. Peresada, S. M., Mykhalskyi, V. M., Zaichenko, Y. M., Kovbasa, S. M. (2018). Selective and adaptive harmonics estimation for three-phase shunt active power filters. *Technical Electrodynamics*, 2018(2), pp. 29-38. (Наукометрична база **Scopus**).
4. Peresada, S., Kovbasa, S., Zaichenko, Y., Reshetnyk, V. (2018). Selective compensation of three-phase current harmonics. *Technical Electrodynamics*, 2018(4), pp. 102-105. (Наукометрична база **Scopus**).
5. S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa and Y. Nikonenko, "Three-phase current harmonics estimation for shunt active power filters," *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 272-275. (Наукометрична база **Scopus**).
6. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pushnitsyn and Y. Zaichenko, "Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 462-467. (Наукометрична база **Scopus**).
7. S. Peresada, Y. Zaichenko, S. Kovbasa and V. Reshetnik, "Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters," *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2018, pp. 598-604. (Наукометрична база **Scopus**).

8. S. Peresada, Y. Zaichenko, D. Pushnitsyn and V. Reshetnik, "Adaptive Current Control for Shunt Active Power Filters Under Resistance and Inductance Uncertainty," *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 280-285. (Наукометрична база **Scopus**).
9. S. Peresada, Y. Zaichenko and Y. Nikonenko, "Partially Feedback Linearizing DC-Link Voltage Controller for Three-Phase Shunt Active Power Filters," *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2019, pp. 306-309. (Наукометрична база **Scopus**).
10. Зайченко Ю.М. Динамічні властивості та селективність спостерігачів вищих гармонік струму трифазної мережі. *V Міжнародна науково-практична конференція «Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК» ПРЕАП-2019: збірник матеріалів*, 19 грудня 2019 року, НУБіП України, Київ, 2019, с. 19-21.

#### **Особистий внесок здобувача.**

Дисертація є самостійно виконаною науковою роботою, в якій викладено авторський підхід до розробки методів адаптивного керування, оцінювання гармонічного складу струму та ідентифікації параметрів силової частини активного фільтра. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: в [1], [3] – розробка алгоритму оцінювання вищих гармонік струму; в [2], [10] – дослідження властивостей селективності та динамічних властивостей спостерігачів при різних способах формування матриці налаштування; в [4] – дослідження динамічних властивостей алгоритму керування струмами САФ; в [5] – дослідження властивостей спостерігачів при стандартному налаштуванні; в [6] – дослідження розроблених структур керування методом математичного моделювання; в [7], [8] – доведення властивості стійкості адаптивних спостерігачів невідомих параметрів САФ; в [9] – розробка методу керування напруженою ланкою постійного струму.

## ДОДАТОК Б.

### Дискретна форма спостерігача гармонік

Дискретна форма спостерігача (2.8) має вигляд

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) - \mathbf{K}_d [\mathbf{i}_L(k) - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}(k)], \quad (\text{Б.1})$$

де

$$\mathbf{K}_d = \begin{bmatrix} -k_{1d} & -k_{2d} \\ k_{2d} & -k_{1d} \\ -k_{1d} & k_{2d} \\ -k_{2d} & -k_{1d} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Аналогічно до безперервної системи, матриця  $\mathbf{M}_d = \mathbf{A}_d + \mathbf{K}_d \mathbf{C}_d$  повинна гарантувати асимптотичність і селективність оцінювання  $h$ -ої гармоніки.

Характеристичний поліном матриці  $\mathbf{M}_d$ , відповідно до [127], записується так:

$$[z^2 + 2\cos(\omega_n \sqrt{1 - \delta^2} T_s) e^{-\delta \omega_n T_s} z + e^{-2\delta \omega_n T_s}]^2.$$

Розрахунок коефіцієнтів  $k_1$  та  $k_2$  проводиться за формулами:

$$\begin{aligned} k_1 &= \cos(h\omega_m T_s) - \cos(\omega_n \sqrt{1 - \delta^2} T_s) e^{-\delta \omega_n T_s}, \\ k_2 &= \frac{e^{-\delta \omega_n T_s} + 2k_1 \cos(h\omega_m T_s) - 1}{2\sin(h\omega_m T_s)}. \end{aligned} \quad (\text{Б.2})$$

У випадку оцінювання  $N$  гармонік матриці дискретного спостерігача гармонік (Б.1) перепишуться наступним чином:

$$\mathbf{A}_d = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{Nd} \end{pmatrix},$$



$$\mathbf{A}_{ld} = \begin{pmatrix} \cos(\omega_m T_s) & -\sin(\omega_m T_s) & 0 & 0 \\ \sin(\omega_m T_s) & \cos(\omega_m T_s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\omega_m T_s) & \sin(\omega_m T_s) \\ 0 & 0 & -\sin(\omega_m T_s) & \cos(\omega_m T_s) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{Nd} = \begin{pmatrix} \cos(N\omega_m T_s) & -\sin(N\omega_m T_s) & 0 & 0 \\ \sin(N\omega_m T_s) & \cos(N\omega_m T_s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(N\omega_m T_s) & \sin(N\omega_m T_s) \\ 0 & 0 & -\sin(N\omega_m T_s) & \cos(N\omega_m T_s) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{C}_d[2, 4N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K}_d = \begin{pmatrix} K_{ld} \\ \vdots \\ K_{Nd} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_{ld} = \begin{pmatrix} -k_{1ld} & -k_{2ld} \\ k_{2ld} & -k_{1ld} \\ -k_{1ld} & k_{2ld} \\ -k_{2ld} & -k_{1ld} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_{Nd} = \begin{pmatrix} -k_{1Nd} & -k_{2Nd} \\ k_{2Nd} & -k_{1Nd} \\ -k_{1Nd} & k_{2Nd} \\ -k_{2Nd} & -k_{1Nd} \end{pmatrix}.$$

Повна оцінка  $N$  гармонік дискретного спостерігача запишеться у вигляді

$$\hat{i}_{ld}[k] = \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{dpj}[k] + \hat{x}_{dnj}[k]),$$

$$\hat{i}_{Lq}[k] = \sum_{j=1}^N (\hat{x}_{qpj}[k] + \hat{x}_{qnj}[k]).$$

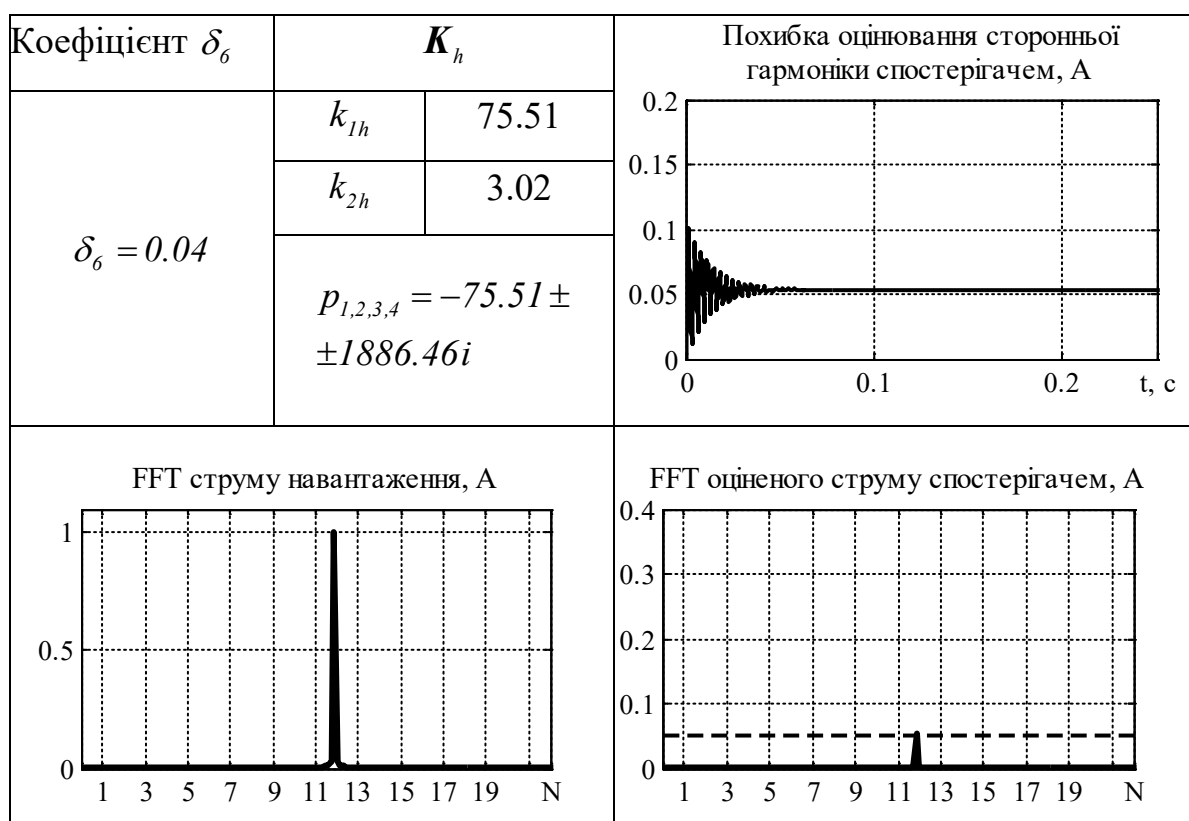
## ДОДАТОК В.

### Визначення максимально допустимих коефіцієнтів демпфування спостерігача гармонік в умовах дії канонічних гармонік

Проектування та дослідження спостерігача проводиться в системі координат  $(d-q)$ . Розрахунок коефіцієнтів спостерігача здійснюється за формулами:  $k_{1h} = \delta \omega_n$ ,  $k_{2h} = [\omega_n^2 - (h\omega_m)^2] / 2h\omega_m$ ,  $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1/2} h\omega_m$ .

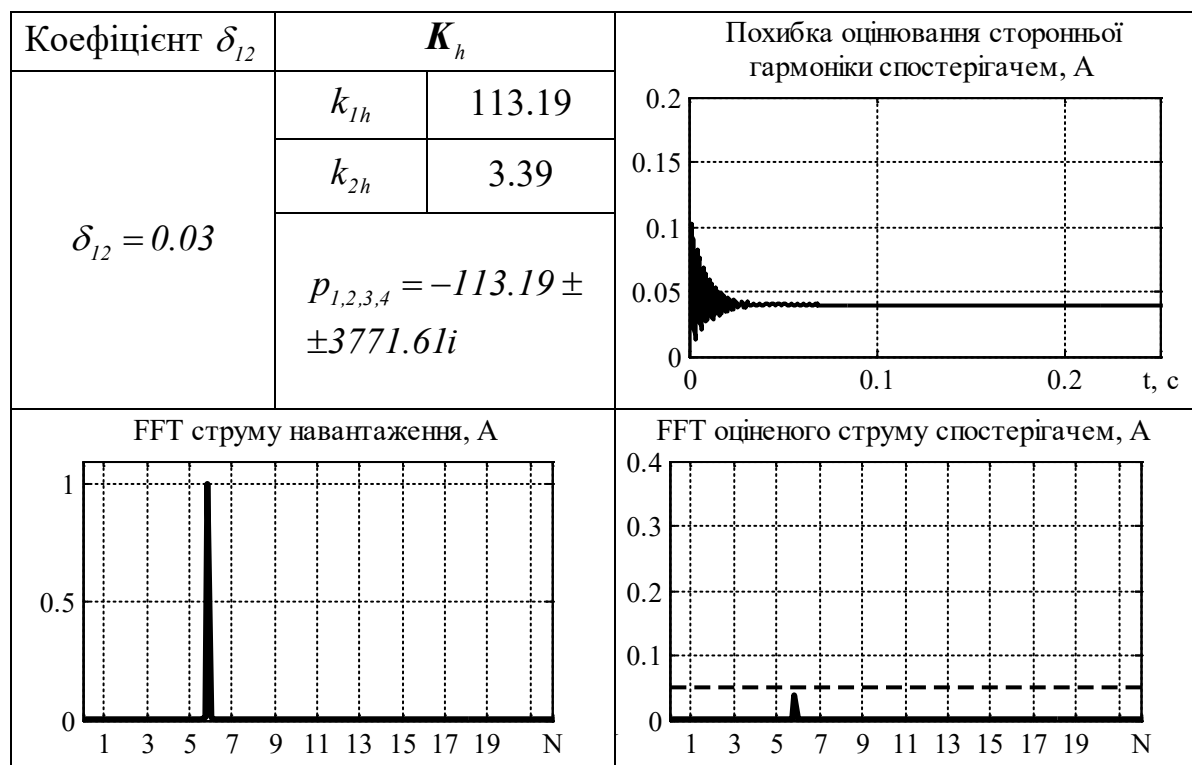
### Налаштування спостерігача бої гармоніки

Умови тестування. Спроековано один спостерігач бої гармоніки. В спектрі присутня 12та гармоніка трифазної мережі одиничної амплітуди, бта гармоніка відсутня.

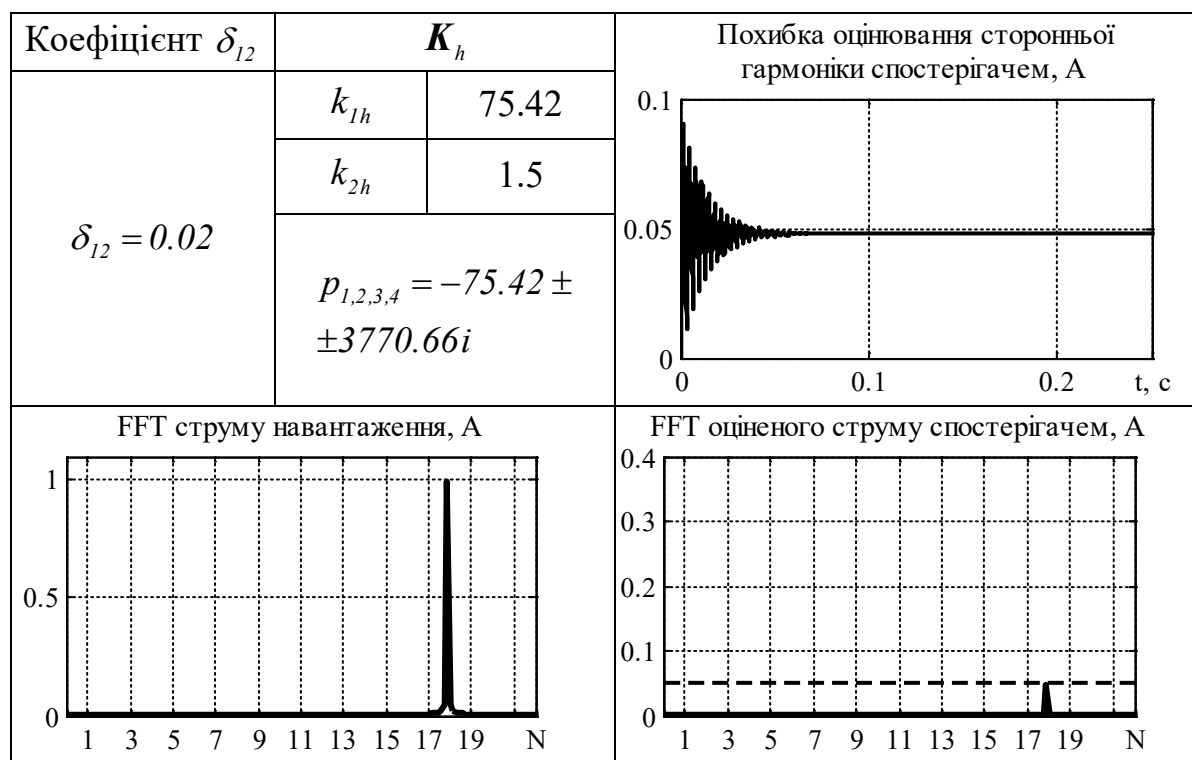


### Налаштування спостерігача 12ої гармоніки

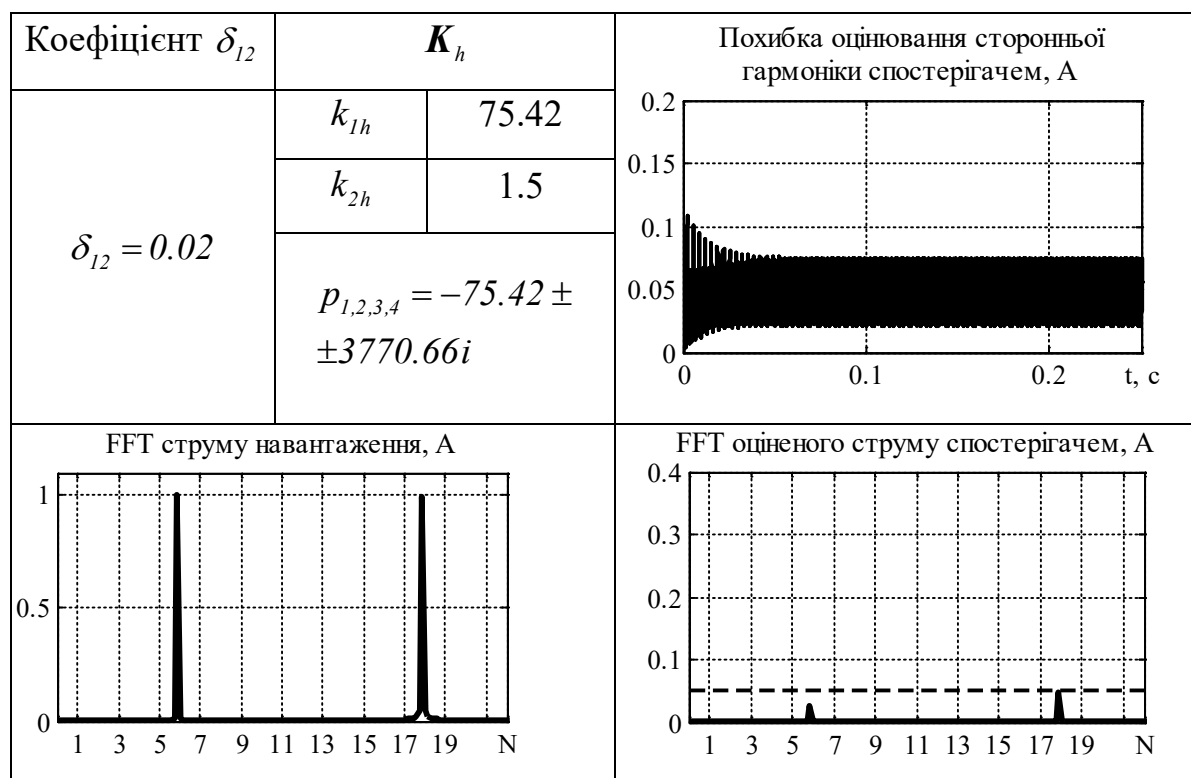
**Дослід 1.** В спектрі присутня 6та гармоніка одиничної амплітуди, 12та гармоніка відсутня, 18та гармоніка відсутня.



**Дослід 2.** В спектрі присутня 18та гармоніка одиничної амплітуди, 12та гармоніка відсутня, 6 гармоніка відсутня.

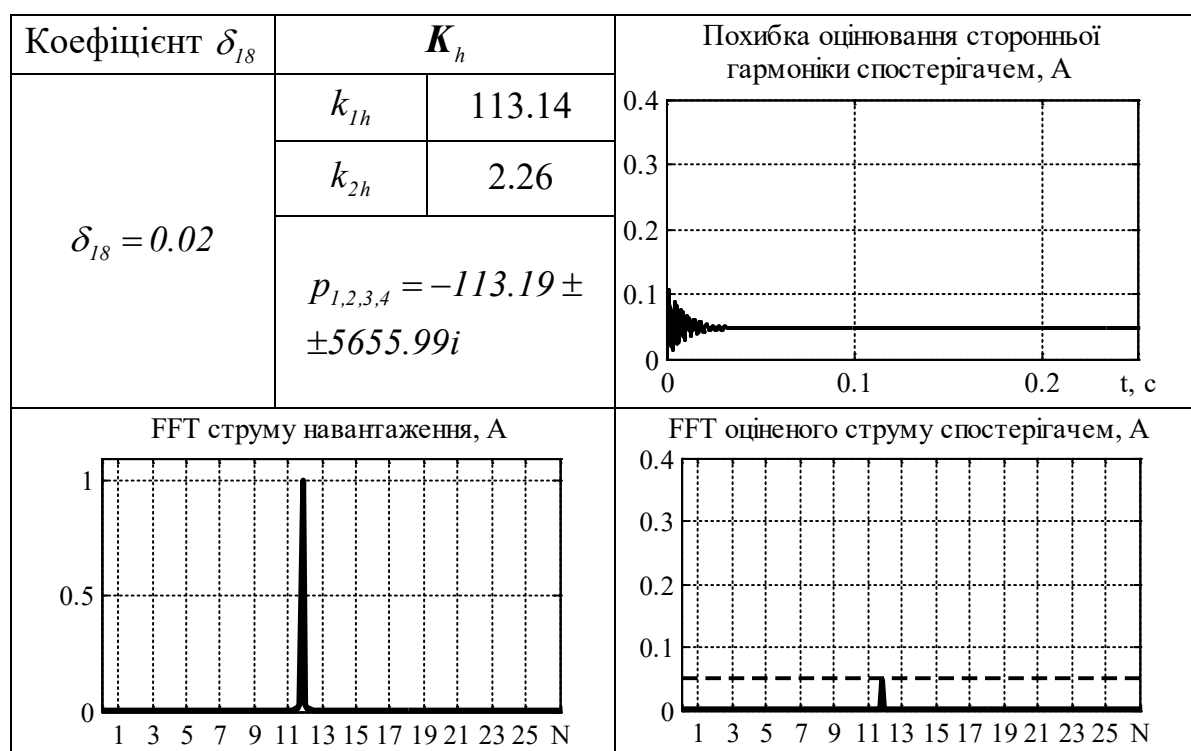


**Дослід 3.** В спектрі присутні 6та і 18та гармоніки одиничної амплітуди, 12та гармоніка відсутня.

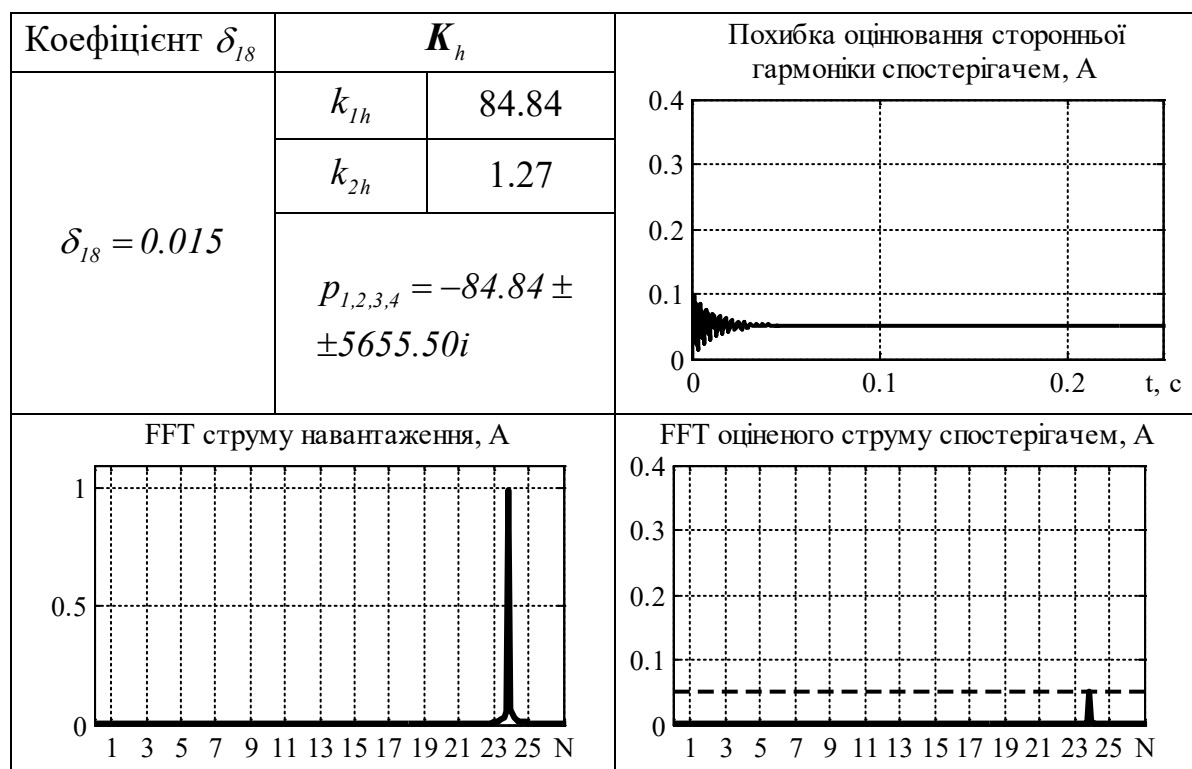


### Налаштування спостерігача 18ої гармоніки

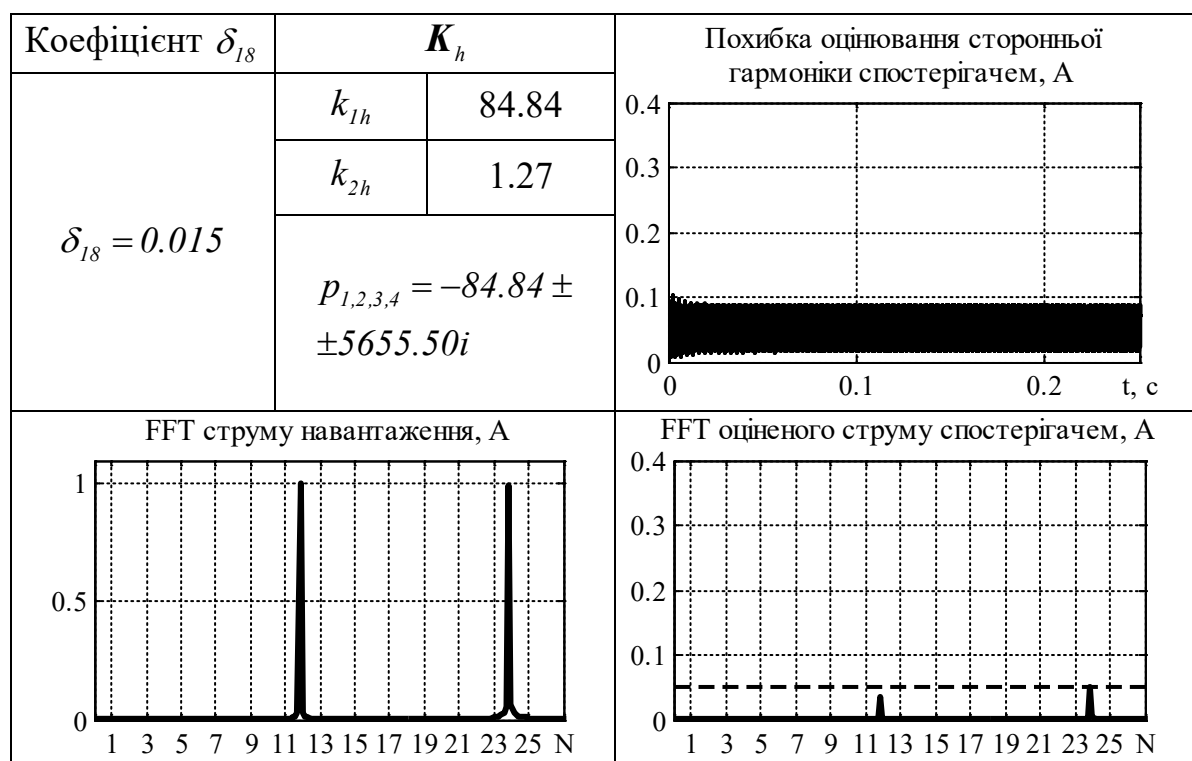
**Дослід 1.** В спектрі присутня 12та гармоніка одиничної амплітуди, 18та і 24та гармоніка відсутня.



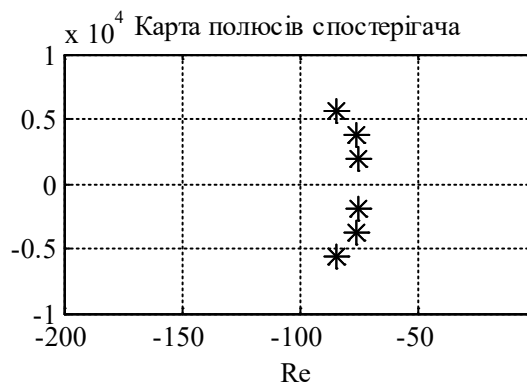
**Дослід 2.** В спектрі присутня 24та гармоніка одиничної амплітуди, 18та і 12та гармоніка відсутня.



**Дослід 3.** В спектрі присутні 12та і 24та гармоніка одиничної амплітуди, 18та гармоніка відсутня.



При встановлених вище значеннях коефіцієнтів матриці налаштування спостерігача, а саме таких, що розраховані на основі  $\delta_6 = 0.04$ ,  $\delta_{12} = 0.02$ ,  $\delta_{18} = 0.015$ , розташування полюсів спостерігача має наступний вигляд:



Досліджено поведінку спостерігачів 6ої, 12 та 18ої гармонік, спроектованих в системі координат  $(d-q)$  які забезпечують оцінювання 5ої, 7ої, 11ої, 13ої, 17ої та 19ої гармонік трифазної мережі за умов, коли відсутні парні гармоніки та гармоніки, кратні трьом. Встановлено коефіцієнти затухання, при яких забезпечується оцінювання сторонніх гармонік з похибкою, що не перевищує задану, а саме 5%. На основі встановлених коефіцієнтів затухання  $\delta_6 = 0.04$ ,  $\delta_{12} = 0.02$ ,  $\delta_{18} = 0.015$ , розраховано коефіцієнти матриці налаштування спостерігачів. Встановлено, що сусідні гармоніки вищого порядку спричиняють більшу похибку оцінювання для спостерігача нижчого порядку, тому коефіцієнт затухання обирався так, щоб мінімізувати вплив сильнішої гармоніки.

## ДОДАТОК Г.

### Аналіз динамічної поведінки похибки регулювання напруги ланки постійного струму

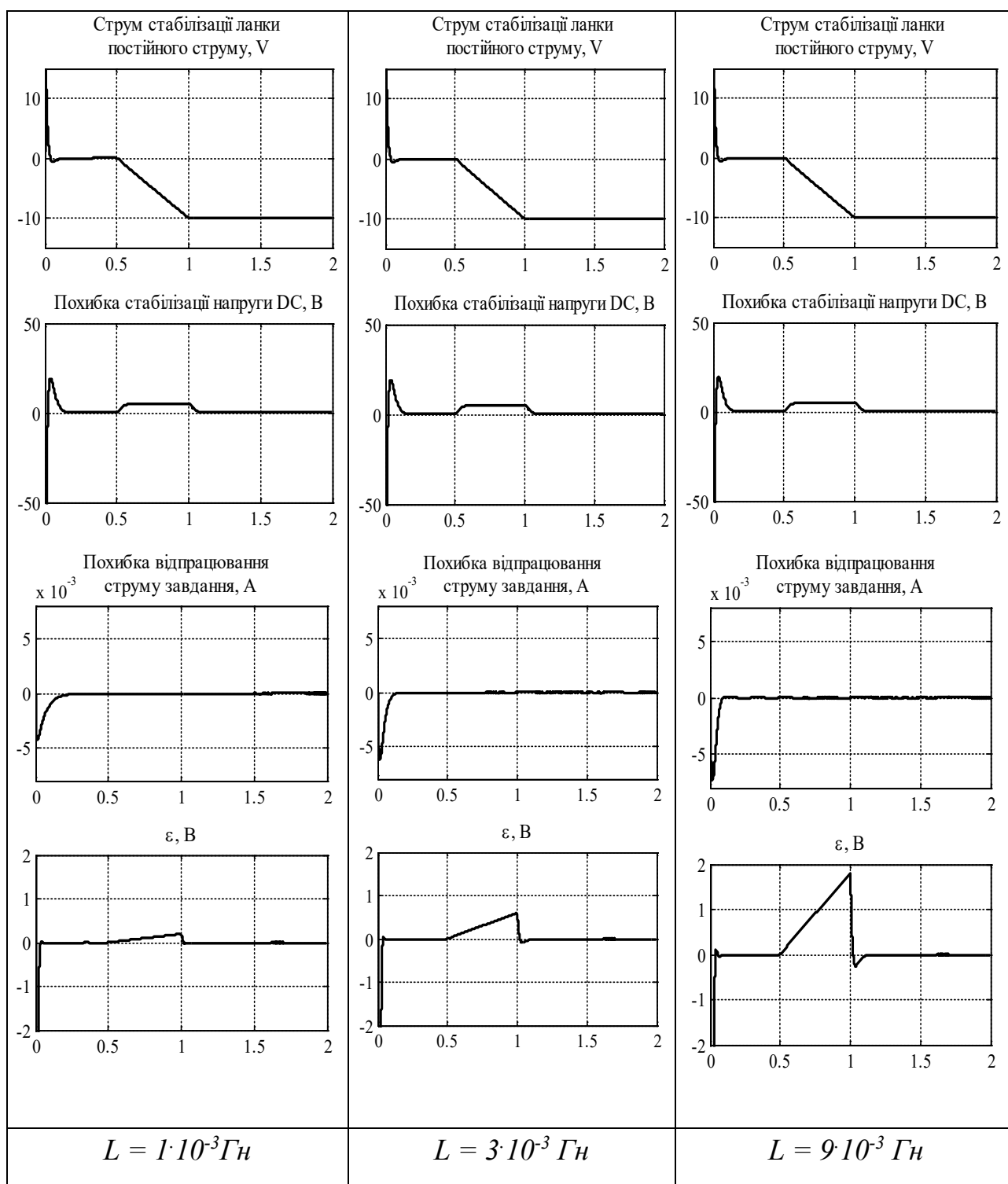
Параметри системи:

- задане значення напруги в ланці постійного струму  $V_{dc}^* = 700V$ ,
- ємність конденсатора  $C = 1000 \mu\text{кФ}$ ,
- коефіцієнти регулятора струму  $k_v = 100$ ,  $k_{vi} = \frac{k_v^2}{4}$ ,
- коефіцієнти регулятора напруги  $k_i = 80$ ,  $k_{ii} = \frac{k_v^2}{4}$ ,
- стала часу фільтру ПІ регулятора напруги  $\tau_{dc} = 5 \cdot 10^{-4}$ .

Час тесту  $t = 2\text{с}$ . Траєкторія заданого струму перетворювача:



Дослідження проведено для трьох значень індуктивності вихідного дроселя  $L = 1 \cdot 10^{-3} \text{Гн}$ ,  $L = 3 \cdot 10^{-3} \text{Гн}$ ,  $L = 9 \cdot 10^{-3} \text{Гн}$ .



Динамічна поведінка похибки регулювання напруги в ланці постійного струму САФ є однаковою у всіх трьох дослідів, що свідчить про те, що при-

пущення  $\frac{Li^*}{(E - 2Ri^*)} = \varepsilon \ll 1$  є справедливим, а отже компонента  $Li^* \dot{i}^*$  є нех-

тувано малою величиною і не впливає на динаміку похибки регулювання напруги.



## ДОДАТОК Д.

### Програмна реалізація спостерігача гармонік для керуючого контролера

```
#include "..\Headers\Reference.h"
#include "..\Headers\UserDefine.h"
#include "..\Headers\EPWM.h"
#include "..\Headers\Constants.h"
#include "..\Headers\DSP2833x_Gpio.h"
#include "..\Headers\DSP2833x_CpuTimers.h"
#include "math.h"
#include <stdio.h>

extern long Active_Control_Algo;
extern float is1,is2,is3;

float iA_in,iB_in,iC_in;
float ia_in,ib_in;
float id_in,iq_in;
float u_a,u_b;
float tintegr;
float ia_corr,ib_corr;
float EPS_D,epsilon;
float EPS_D1,epsilon1;
float i_do, i_qo, i_ao, i_bo;
float x_do, x_qo;
float ei_d, ei_q;
float initcount;
float COS_EPSILON, SIN_EPSILON;

float omegal;

float a=76;
float b=68;
float y=0;
float RealTimeValue1,RealTimeValue2,RealTimeValueD;

void testspeedcpu(void)
{
    RealTimeValue1=0;
    RealTimeValue2=0;
    RealTimeValueD=0;
    RealTimeValue1=(ReadCpuTimer0Counter());
    y=sin(b);
    RealTimeValue2=(ReadCpuTimer0Counter());
    RealTimeValueD=RealTimeValue1-RealTimeValue2;
}

void abtodqtransformer(void)
{
    id_in=ia_in*COS_EPSILON+ib_in*SIN_EPSILON;
```

```

    iq_in=-ia_in*SIN_EPSILON+ib_in*COS_EPSILON;
}

void harmonicestimator(void)
{
//VAR
//    static float n;
    static float dxd_p, dxq_p, dxd_n, dxq_n, xd_0, xq_0;
    static float xd6_p, xq6_p, xd6_n, xq6_n;
    static float xd12_p, xq12_p, xd12_n, xq12_n;
    static float xd18_p, xq18_p, xd18_n, xq18_n;

    static float Sum_d, Sum_q, Sum_xd, Sum_xq;
    static float id,iq,ido,iqo, iao,ibo, idout,iqout;

    static float id_corr,iq_corr;

    static float eid,eiq;
    static float c1, s1, k1_1, k1_2,dt, tau_0, tau_0_1;
    static float c6, s6, k6_1, k6_2;
    static float c12, s12, k12_1, k12_2;
    static float c18, s18, k18_1, k18_2;

if (initcount==0)
{
    Sum_d=0; Sum_q=0;
    Sum_xd=0; Sum_xq=0;
    id=0; iq=0;
    ido=0; iqo=0;

    id_corr=0; iq_corr=0;

    idout=0; iqout=0;
    iao=0; ibo=0;

    xd6_p=0; xq6_p=0; xd6_n=0; xq6_n=0;
    xd12_p=0; xq12_p=0; xd12_n=0; xq12_n=0;
    xd18_p=0; xq18_p=0; xd18_n=0; xq18_n=0;

    xd_0=0; xq_0=0;

    c6=cos(6*omega1*Ts); s6=sin(6*omega1*Ts);
    c12=cos(12*omega1*Ts); s12=sin(12*omega1*Ts);
    c18=cos(18*omega1*Ts); s18=sin(18*omega1*Ts);

    k6_1= 22.28931689544 e-04;
    k6_2= -1.85201972724 e-04;
    k12_1= 22.12066490171 e-04;
    k12_2= -3.31063600620 e-04;
    k18_1= 21.86668133668 e-04;
    k18_2= -4.65514224596e-04;

```

```

    dt=Ts;
    tau_0=0.02;    tau_0_1=50;
    initcount=1;
}

id=id_in;
iq=iq_in;

//Errors calculation
    ido=id-Sum_xd;
    iqi=iq-Sum_xq;

//Removing DC component
    xd_0=((tau_0-dt)*xd_0+ido*dt)*tau_0_1;
    xq_0=((tau_0-dt)*xq_0+iqi*dt)*tau_0_1;

    x_do=xd_0;
    x_qo=xq_0;

//Errors computaion
    eid=id-xd_0-Sum_xd;
    eiq=iq-xq_0-Sum_xq;
    ei_d=eid;
    ei_q=eiq;

    idout=id_in-eid;
    iqout=iq_in-eiq;

    id_corr=id-Sum_xd;
    iq_corr=iq-Sum_xq;

    iao=(idout*COS_EPSILON-iqout*SIN_EPSILON);
    ibo=(idout*SIN_EPSILON+iqout*COS_EPSILON);
    i_ao=iao;
    i_bo=ibo;

ia_corr=(id_corr*COS_EPSILON-iq_corr*SIN_EPSILON);
ib_corr=(id_corr*SIN_EPSILON+iq_corr*COS_EPSILON);

//Zeroing estimated currents for new sampling
    Sum_xd=0;
    Sum_xq=0;

//Harmonic estimators

//6

dxd_p=    c6 * xd6_p  - s6 * xq6_p  + k6_1 * eid - k6_2 *
eiq;
dxq_p=    s6 * xd6_p  + c6 * xq6_p  + k6_2 * eid + k6_1 *
eiq;
dxd_n=    c6 * xd6_n  + s6 * xq6_n  + k6_1 * eid + k6_2 *
eiq;

```

```
dxq_n=  -s6 * xd6_n  + c6  * xq6_n  - k6_2  * eid + k6_1  *
eiq;
```

```
xd6_p= dxd_p;
xq6_p= dxq_p;
xd6_n= dxd_n;
xq6_n= dxq_n;
```

```
Sum_d=xd6_p+xd6_n;
Sum_q=xq6_p+xq6_n;
```

```
Sum_xd=Sum_xd+Sum_d;
Sum_xq=Sum_xq+Sum_q;
```

```
//12
```

```
dxd_p=  c12 * xd12_p  - s12  * xq12_p  + k12_1  * eid - k12_2
* eiq;
dxq_p=  s12 * xd12_p  + c12  * xq12_p  + k12_2  * eid + k12_1
* eiq;
dxd_n=  c12 * xd12_n  + s12  * xq12_n  + k12_1  * eid + k12_2
* eiq;
dxq_n=  -s12 * xd12_n  + c12  * xq12_n  - k12_2  * eid + k12_1
* eiq;
```

```
xd12_p= dxd_p;
xq12_p= dxq_p;
xd12_n= dxd_n;
xq12_n= dxq_n;
```

```
Sum_d=xd12_p+xd12_n;
Sum_q=xq12_p+xq12_n;
```

```
Sum_xd=Sum_xd+Sum_d;
Sum_xq=Sum_xq+Sum_q;
```

```
//18
```

```
dxd_p=  c18 * xd18_p  - s18  * xq18_p  + k18_1  * eid - k18_2
* eiq;
dxq_p=  s15 * xd18_p  + c18  * xq18_p  + k18_2  * eid + k18_1
* eiq;
dxd_n=  c18 * xd18_n  + s18  * xq18_n  + k18_1  * eid + k18_2
* eiq;
dxq_n=  -s18 * xd18_n  + c18  * xq18_n  - k18_2  * eid + k18_1
* eiq;
```

```
xd18_p= dxd_p;
xq18_p= dxq_p;
xd18_n= dxd_n;
xq18_n= dxq_n;
```

```
Sum_d=xd15_p+xd15_n;
Sum_q=xq15_p+xq15_n;
```

```
Sum_xd=Sum_xd+Sum_d;
Sum_xq=Sum_xq+Sum_q;
}
```

```
void Algo_Ctrl_Init(void)
{
```

```
    omegal=314.15;
    tintegr=0;
    iA_in=0;
    iB_in=0;
    iC_in=0;
    ia_in=0;
    ib_in=0;
    id_in=0;
    iq_in=0;
    EPS_D =0;
    epsilon =0;
    EPS_D1 =2*PI/3;
    epsilon1 =0;
    initcount=0;
```

```
} // End of Algo_Ctrl_Init()
```

```
//*****
*
```

```
void Algo_SAF_Control_Loop(void)
{
```

```
// Control algorithm selection
    switch (Active_Control_Algo)
    {
```

```
        case 0:
            inputgenerator();
            abtodqtransformer();
            harmonicestimator();
//            testspeedcpu();
```

```
        break;
```


```
        default:break;
```

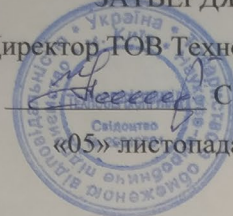
```
    }
} // End of Algo_SAF_Control_Loop()
```

```
//EOF
```

## ДОДАТОК Е.

### Акти впровадження

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Директор ТОВ Техносервіспривод  
 С.Й. Поліщук  
«05» листопада 2019 р.



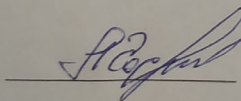
#### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи  
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та  
електроприводу КПП ім. Ігоря Сікорського  
Зайченка Юрія Михайловича

Даним актом підтверджується, що алгоритми селективної компенсації, які розроблені асистентом кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Зайченком Юрієм Михайловичем в рамках виконання його кандидатської дисертації, використано в системах підвищення якості електричної енергії для ряду об'єктів водопостачання, які містять у своєму складі насоси з частотно-регульованими електроприводами.

Розроблені автором алгоритми селективної компенсації критичних гармонік струму трифазної мережі (гармоніки з номерами 5, 7, 11, 13, 17, 19) мають знижені вимоги до засобів силової електроніки та керуючого контролера, що дозволило створити ефективні силові активні фільтри на IGBT середньої швидкодії.

Головний інженер



ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки та  
автоматики Національного технічного  
університету України

«Київський політехнічний інститут імені  
Ігоря Сікорського»

доктор технічних наук, професор

Олександр ЯНДУЛЬСЬКИЙ

«14» лютого 2020 р.

## АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи  
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та  
електроприводу Зайченка Юрій Михайловича за темою  
«Адаптивне керування силовими активними фільтрами з властивістю  
селективної компенсації гармонік»

Комісія у складі заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з методичної роботи, к.т.н., доц. Бур'яна С. О., вченого секретаря кафедри, к.т.н., доц. Красношапки Н. Д., доцента кафедри АЕМС-ЕП, к.т.н. Ковбаси С.М. склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Зайченка Ю. М. у навчальному процесі кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблені автором алгоритми керування струмами силового активного фільтру, моделюючі програми та програмне забезпечення для дослідження систем керування силовим активним фільтром, експериментальна установка для дослідження процесів компенсації гармонік струму та реактивної потужності використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», «Енергоефективність електромеханічних систем», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах», у дипломному проектуванні, а також при підготовці магістрів за спеціальністю 141 – «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Голова комісії

к.т.н., доц. Сергій БУР'ЯН

Члени комісії

к.т.н., доц. Наталія КРАСНОШАПКА

к.т.н., доц. Сергій КОВБАСА



## ДОДАТОК Ж.

### Експертний висновок

#### Експертний висновок

Група експертів у складі завідувача відділу перетворення та стабілізації електромагнітних процесів Інституту електродинаміки НАН України, члена-кореспондента НАН України д.т.н., проф. Михальського В. М., старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України, к.т.н. Поліщука С. Й., доцента кафедри «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» КПІ ім. Ігоря Сікорського, к.т.н. Ковбаси С. М. розглянула результати дисертаційної роботи асистента кафедри «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» Зайченка Юрія Михайловича на тему «Адаптивне керування силовими активними фільтрами з властивістю селективної компенсації гармонік» та встановила таке:

1. Розроблені в дисертаційній роботі системи керування силовими активними фільтрами (САФ), які базуються на селективних спостерігачах гармонічного складу струму та контурів регулювання струмів за своєю структурою в частині простоти практичної реалізації є наближеними до систем прямого векторного керування асинхронними двигунами, які базуються на спостерігачах поточкозчеплення ротора повного порядку.

2. Завдяки досягнутому спрощенню структури системи керування САФ, вона може бути реалізованою на базі традиційних перетворювачів частоти, які широко використовуються в системах векторного керування асинхронними двигунами.

3. З порівняння техніко-економічних характеристик САФ ААF006A190T4E54H4, (номінальний струм 200 А, перевантажувальна здатність 4, орієнтовна вартість 43 тис. євро) та перетворювача частоти FC-202N400T4E20H2, (номінальний струм 750 А, перевантажувальна здатність 1.3, орієнтовна вартість близько 28 тис. євро), виробництва фірми Danfoss встановлено, що вони реалізовані на однаковій апаратній платформі, а різниця в ціні обумовлена вартістю алгоритмічного і програмного забезпечення. Таким чином, за рахунок більш досконалих, але простіших в програмній реалізації алгоритмів керування, можливо забезпечити економію близько 15 тис. євро при створенні САФ з номінальним струмом 200 А.

Завідувач відділу перетворення  
та стабілізації електромагнітних процесів  
ІЕД НАН України,  
член-кор. НАН України, д.т.н., проф.

Михальський В. М.

Старший науковий співробітник  
ІЕД НАН України,  
к.т.н.

Поліщук С. Й.

Доцент каф. АЕМС-ЕП  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
к.т.н., доц.

Ковбаса С. М.

